radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

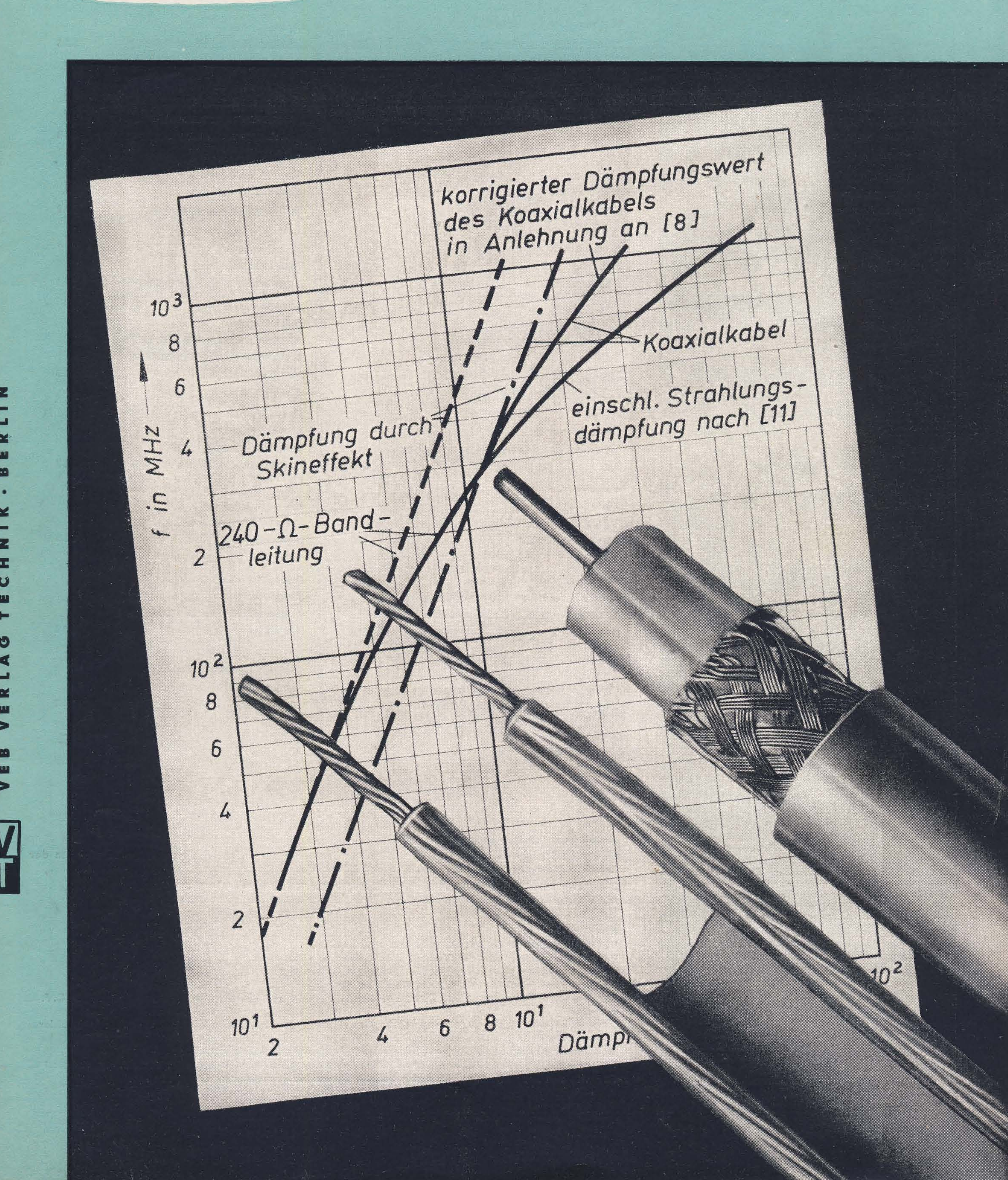
PREIS DM 2,00 · 9. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

SEPTEMBER 1960

17

Bauanleitung: 11-Kreis-FM-Super



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

VT

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadresse: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: z. Z. Karl Belter
Redakteure: Adelheid Blodszun, Horst Jancke, Oswald Orlik, Peter Schäffer
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 und alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

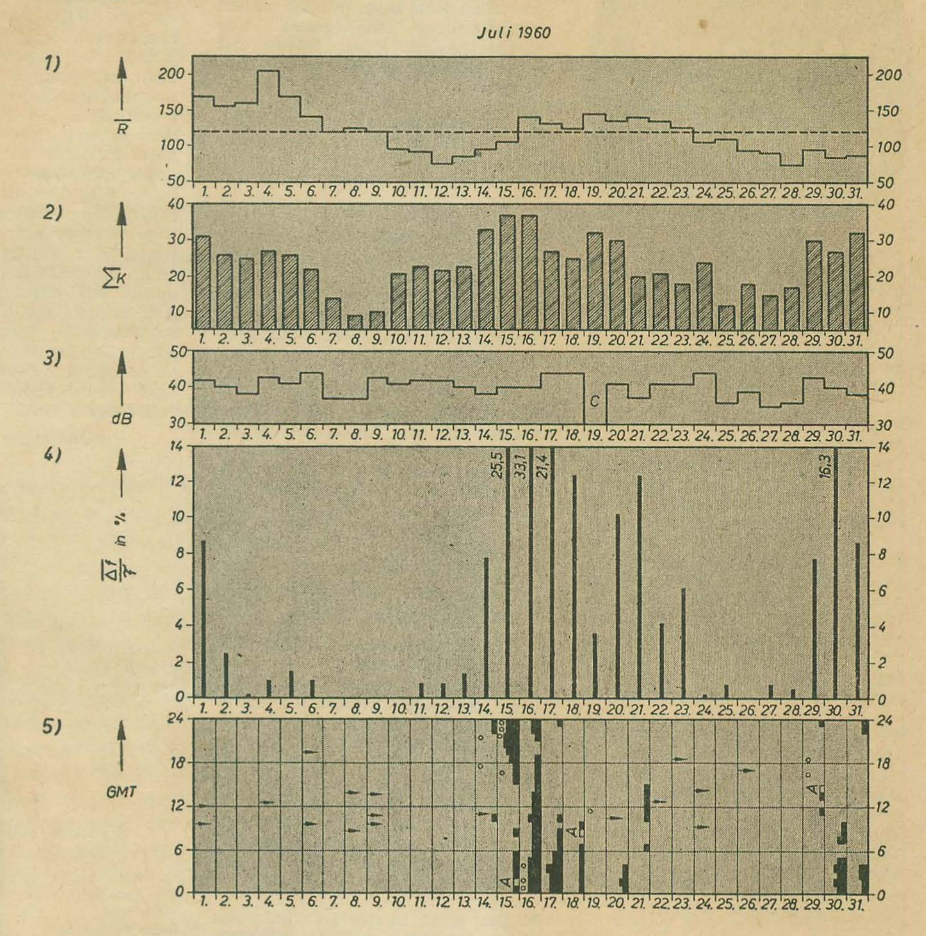
Titelbild:

Koaxialkabel und Bandleitung zum Übertragen der Antennenenergie von der Antenne zum Empfänger. Näheres darüber finden Sie auf Seite 550

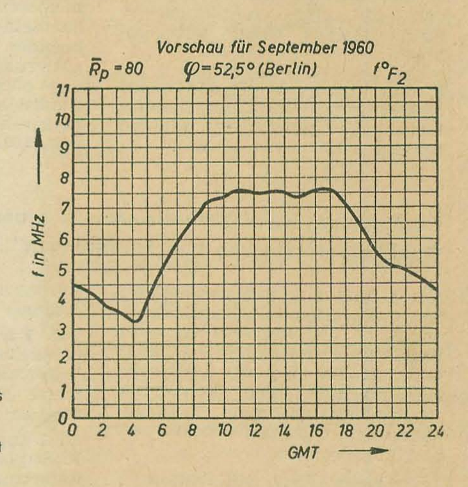
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Aug. 1960 und Vorschau für Okt. 1960

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,18 MHz
C = Gerätestörung
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = \bar{f} - f_m$ für $\bar{f} < f_m$ $\Delta f = 0$
$\bar{f}$ = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert
▮ $\frac{\Delta f}{f}$ = 18 ··· 29 %
■ = 30 ··· 39 %
■ = 40 ··· 49 %
■ = 50 % und darüber
→ Mögel-Delinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes $A \geqq 60\gamma$ bezogen auf eine Stunde
A
□ Streuecho □ Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Bauanleitung: Zeitdehnungsgerät als Oszillografenzusatz ●

Schwingkondensator mit nichtpolarisiertem, elektromagnetischem Antriebssystem ●

Kurzwellenaudion mit Transistoren ●

Flip-Flop-Schaltung mit Transistoren ●

Automatische Sortiereinrichtung für Kondensatoren ●



▼ **Die Serienproduktion** von automatischen Regel- und Steuerungsgeräten, die auf der Grundlage radioaktiver Isotope arbeiten, wurde im Werk für automatische Elektrogeräte in der Lettischen SSR aufgenommen.

▼ **Mit einer Geschwindigkeit** von 35 Worten pro Sekunde arbeitet ein elektronischer Übersetzer in den USA. Sein Speicher kann 550 000 russisch-englische Wortpaare aufnehmen.

▼ **Transistorblitzgerät „Elgatron"** vom VEB Elgawa, Plauen, wird noch in diesem Jahr in die Serienproduktion gehen. Das Gerät ist klein und handlich und wiegt 1 kp. Seine Blitzfolge beträgt 10 bis 15 Sekunden und die Blitzdauer etwa $^1/_{1000}$ Sekunde.

▼ **Ein Labor für Isotopenmeßtechnik** entstand als Ergebnis sozialistischer Gemeinschaftsarbeit im VEB ZEK für den Kraftfahrzeugbau in Karl-Marx-Stadt. Der Automobilbau kann nunmehr Verschleißmessungen mit radioaktiven Isotopen durchführen. Alle Einrichtungen baute die Arbeitsgemeinschaft selbst.

▼ **Schallplatten aus Nylon** werden von der amerikanischen Firma Golden Crest herausgebracht.

▼ **Das „Compactron"**, ein neues elektronisches Gerät der General Electric Company (USA), soll die Röhren und Transistoren in Rundfunk- und Fernsehempfängern ersetzen. In einem Rundfunkgerät sollen z. B. zwei Compactrons fünf Röhren oder sieben Transistoren entsprechen. Das Gerät ähnelt einer Röhre, ist aber kleiner und hat mehr Funktionen.

▼ **Die Jahresgebühren** für Teilnahme am Rundfunk und Fernsehen wurden am 1. Juli in Frankreich auf 25 bzw. 85 NFr erhöht.

▼ **Mehrere industrielle Fernseheinrichtungen,** die den künstlerischen und technischen Betrieb wesentlich erleichtern, wird der kurz vor der Vollendung stehende Neubau der Leipziger Oper aufweisen.

▼ **Eine Transistoruhr** wurde im Institut für Radiotechnik und Elektronik der Tschechoslowakischen Akademie der Wissenschaften konstruiert. Diese Uhr geht mit einer Genauigkeit bis auf zwei Tausendstel Sekunden in 24 Stunden. Sie ist weitaus präziser als die besten Schiffschronometer und wird für astronomische und geophysikalische Messungen Verwendung finden.

▼ In Kreisen der japanischen Transistorproduzenten ist man der Ansicht, daß die **Konjunktur der Transistorindustrie** ihren Höhepunkt überschritten habe. Für dieses Jahr wird eine Gesamtproduktion von 150 Mio. Transistoren erwartet. Die in- und ausländische Nachfrage werde aber nur etwa 95 Mio. betragen. Außerdem hätten die Lagerbestände 14 Mio. Transistoren erreicht.

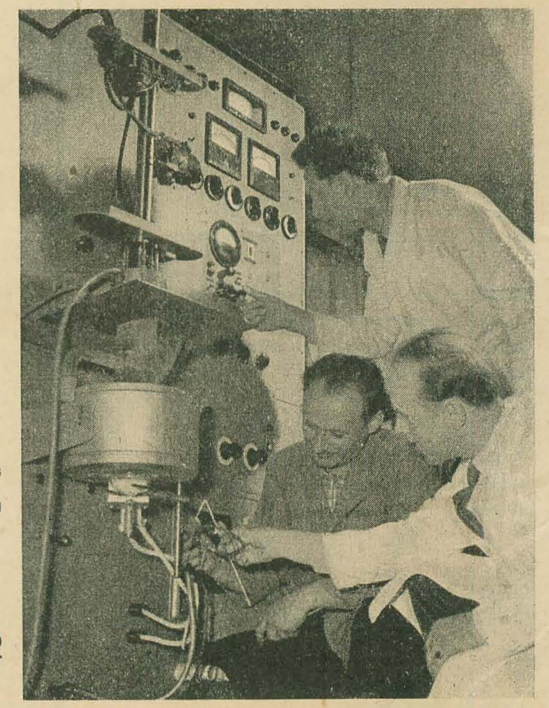
▼ Der erste in der Rumänischen Volksrepublik gebaute **Elektronenbeschleuniger,** ein Betatron, hat seinen Probelauf erfolgreich beendet. Durch eine genaue Regulierung des Aggregates und das eingehende Studium seiner Funktionsweise gelang es, die Elektronen bis zu einer Energie von 15 000 000 eV zu beschleunigen.

Programmgesteuerter Rechner für Lochkartenanlagen

Von einem Entwicklungskollektiv des VEB Elektronische Rechenmaschinen, Karl-Marx-Stadt, wurde die Erprobung des programmgesteuerten Rechners für Lochkartenanlagen planmäßig abgeschlossen. In Zusammenarbeit mit einem größeren Industriebetrieb wurde ein Programm für Bruttolohnabrechnung ausgearbeitet und bereits erfolgreich erprobt. Die Rechenzeit für einen Bruttolohnschein mit beispielsweise vier Multiplikationen und einer Queraddition verkürzt sich damit auf eine halbe Sekunde. Am 1. Juli 1960 wurde der Versuchsbetrieb aufgenommen, für den neben Brutto- und Nettolohnabrechnung weitere ökonomische und technische Berechnungen vorgesehen sind.

Der programmgesteuerte Rechner für Lochkartenanlagen (PRL) gestattet es, die Arbeitsgeschwindigkeit in der Abrechnung um den Faktor 5 gegenüber elektromechanischen Rechenlochern bzw. um den Faktor 20 gegenüber Tischrechenmaschinen zu erhöhen. Außerdem können mit dem PRL durch eine elastischere Befehlsgebung größere Probleme in Angriff genommen werden. Als Beispiele seien geodätische Umrechnungen, Energie-Großabnehmerabrechnungen, Materialdispositionen und statische Probleme (wie Streuungs- und Korrelationsrechnung) genannt.

Durch eine Stecktafelprogrammierung ist die Umstellung auf ein anderes Problem in sehr kurzer Zeit möglich.



Die Abteilung Meß- und Regeltechnik des Forschungsinstitutes für Nichteisenmetalle in Freiberg entwickelte einen Einkristall-Ziehapparat für Germanium. Das Kollektiv mit Dr. Wießner (stehend), Ing. Kantler (rechts) und Feinmechaniker Kaden an diesem Gerät

Fachtagung „Halbleiterbauelemente, Standardisierung, Qualitätsverbesserung und Forderungen"

Am 3. und 4. 11. 1960 veranstaltet der Fachverband Elektrotechnik der KDT des Bezirkes Gera in Verbindung mit dem Fachausschuß 12 „Bauelemente der Nachrichtentechnik" eine Fachtagung „Halbleiterbauelemente, Standardisierung, Qualitätsverbesserung und Forderungen"

Tagungsort: Jena, FDGB-Haus

Beginn:
am 19. 10. 1960 um 10 Uhr,
am 20. 10. 1960 um 9 Uhr.

Folgende Referate mit Diskussionen sind vorgesehen:

Prof. Dr. Falter (Teltow)
Internationaler Stand der Standardisierung von Halbleiterbauelementen

Dipl.-Phys. Schleicher (Hermsdorf)
Eigenschaften und Anwendung der temperaturabhängigen oxydischen Halbleiterwiderstände

Ing. Franke (Hermsdorf)
Eigenschaften und Anwendung der spannungsabhängigen Halbleiterwiderstände

Dipl.-Phys. Pabst (Jena)
Fotovervielfacher, Eigenschaften und Anwendung in Forschung und Technik, insbesondere unter Berücksichtigung des Chemieprogramms

Ing. Faßbender (Frankfurt/Oder)
Lebensdauerfragen und Streuwerte in der Produktion von Transistoren

Dipl.-Ing. Paul (Dresden)
Exemplarstreuungen von Halbleiterbauelementen

Ing. Rumpf (Berlin-Treptow)
Forderungen an Halbleiterbauelemente für die Fernsprechvermittlungstechnik

Ing. Bottke (Teltow)
Vorschlag für die Standardisierung der Widerstandswerte des Emitterwiderstandes und des Basisspannungsteilers in üblichen Transistorschaltungen

Weiterhin ist ein Vortrag über die Anwendung von Germaniumdioden von Herrn Dipl.-Phys. Schmeier (Jena) in Aussicht gestellt.

Das vollständige Programm mit Kurzdispositionen der einzelnen Vorträge einschließlich Quartierkarten ist vom Fachverband Elektrotechnik der KDT des Bezirkes Gera — Gebietsleitung Jena, Jena, Eichplatz 6 — bis zum 15. 10. 1960 anzufordern.

Eine automatische Taktstraße

zur Fertigung keramischer Kondensatoren hat im VEB Keramische Werke Hermsdorf seinen Probebetrieb aufgenommen. Die Taktstraße verrichtet elf Arbeitsgänge, die bisher größtenteils manuell erledigt werden mußten. Mit ihrer Hilfe können in drei Schichten 57 600 Kondensatoren hergestellt werden. Diese Produktionsleistung wurde bisher von 69 Arbeitskräften geschafft, während die Taktstraße nur von einem Spezialisten und zwei Hilfskräften bedient wird.

Discoverer XIII

Am 12. 8. 1960 gelang es den Amerikanern, nach zwölf fehlgeschlagenen Versuchen, zum ersten Mal eine von einem Satelliten ausgestoßene Kapsel unbeschädigt zu bergen. Der Satellit war am 10. 8. auf seine Kreisbahn gebracht worden. Während der 17. Erdumkreisung wurde die 136 kg schwere Kapsel über dem Nordpol ausgestoßen und ging 520 km nördlich von Hawaii nieder. Der Versuch, die Kapsel mit Schleppnetzen noch in der Luft abzufangen, mißlang. Nachdem die Kapsel in den Pazifik gefallen war, gab sie Funk- und Lichtsignale, um ihr Auffinden zu erleichtern.

Echo I

Der Ballonsattelit „Echo I" wurde am 12. 8. 1960 von Kap Canaveral gestartet und auf eine Kreisbahn um die Erde gebracht. In einer Höhe von 1600 km wurde der Ballon (30 m Durchmesser) mit Gas gefüllt. Sein Aluminiumbelag der Außenhaut soll gebündelte Strahlen reflektieren. „Echo I" umkreist die Erde in einer Höhe von 1600 km in etwa zwei Stunden.

Pionier V

Im Heft 11 berichteten wir vom Einschalten des 150-W-Senders des amerikanischen Sonnensatelliten „Pionier V". Wie „Radio Electronics" vom Juli 1960 zu entnehmen ist, setzte ein Batterieschaden an Bord des „Pionier V" den 150-W-Sender nach kurzer Zeit wieder außer Betrieb, so daß nur noch der 5-W-Sender arbeitet.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

9. JAHRGANG · 1. SEPTEMBERHEFT 17 1960

Europatreffen der Funkamateure

Ein eindrucksvolles Erlebnis für alle Beteiligten war das große Treffen der Funkamateure, das der Zentralvorstand der GST in der Zeit vom 3. bis 6. Juni 1960 in Leipzig durchführte. Etwa 800 Funkamateure reisten aus allen Bezirken unserer Republik in die Messestadt, um ihre Erfahrungen zum erstenmal international auszutauschen und die freundschaftlichen Beziehungen mit den Funkamateuren der beteiligten Länder zu festigen.

Sieben europäische Staaten hatten ihre offiziellen Vertreter entsandt, darunter die UdSSR, die CSSR, Polen, Bulgarien, Österreich, Schweden und Jugoslawien. Die sowjetische Delegation leitete der bekannte Held der Sowjetunion Ernst Krenkel (RAEM), Teilnehmer vieler Polarexpeditionen. Herzlich begrüßt wurden auch zwei Gäste aus der Volksrepublik China. Zahlreiche westdeutsche OMs waren der Einladung der GST gefolgt, um mit ihren Sportfreunden aus der DDR Erfahrungen auszutauschen und persönliche Verbindungen anzuknüpfen. Bedauerlicherweise hatte der DARC, obwohl zugesagt, keine offiziellen Vertreter nach Leipzig entsandt.

Internationale Wettkämpfe

Vor dem eigentlichen Europatreffen der Funkamateure veranstalteten die Teilnehmer der sozialistischen Länder erstmalig internationale Wettkämpfe der Funker und Fuchsjäger. Die Mehrwettkämpfe der Funker umfaßten die Disziplinen Geländeorientierungsmarsch und Funkverkehr mit Funkstationen kleiner Leistung. Der Funkverkehr wurde zwischen drei im Gelände verteilten Funkstationen durchgeführt. Dabei mußten mehrere Funksprüche aufgenommen und gesendet sowie ein Frequenzwechsel durchgeführt werden. Den Trainingsergebnissen nach hatte die Funkmannschaft der DDR alle Chancen für einen Sieg. Im Wettkampf startete sie aber als letzter Teilnehmer, wurde durch die lange Wartezeit nervös und konnte durch einige Fehler im praktischen Funkbetrieb





▲ Das ist Jutta (DM 3 ZEE) an der Sonderstation zum Europatreffen DM Ø EAM

◀ Ein bulgarischer Funkamateur während einer Funkübung an einer Funkstation kleiner Leistung

nur den zweiten Platz erreichen. Sieger wurde die Mannschaft Volkspolens mit 339 Punkten, dann folgten die DDR (314 Punkte), die CSSR (290 Punkte) und Bulgarien (20 Punkte).

Für die Fuchsjagd auf dem 80-m-Band hatten unsere Teilnehmer zwar schon große Erfahrungen gesammelt, die Überraschung aber war die Mannschaft der UdSSR, die eine erstaunliche Schnelligkeit an den Tag legte. Auf der 10 km langen Strecke waren drei Fuchssender anzupeilen und zu finden. Der Sieger Frolow (UdSSR) benötigte dafür 80 Minuten. Den 3. Platz belegte Ellenberg (DDR) mit 116 Minuten. In der Länderwertung ergab sich für die 80-m-Fuchsjagd folgender Länderstand: 1. UdSSR (181 Minuten), DDR und CSSR (beide je 287 Minuten), 4. Polen (427 Minuten), 5. Bulgarien (540 Minuten).

Die Fuchsjagd auf dem 2-m-Band (UKW-Band) war für unsere Teilnehmer noch vollkommenes Neuland. So wurden ihre 2-m-Peilempfänger erst kurze Zeit vor dem Wettkampf fertiggestellt und die einzigen praktischen Erfahrungen gaben einige Trainingsfuchsjagden. Der erreichte 2. Platz in der Gesamtwertung ist deshalb als sehr gut anzusehen. Verlangt doch die 2-m-Fuchsjagd eine viel schwieriger zu meisternde Technik für den Peilempfänger, für den bei uns noch keinerlei praktische Erfahrungen vorlagen. Aber der von einem Dessauer Kollektiv von Funkamateuren konstruierte UKW-Peilempfänger hat seine Bewährungsprobe bestanden. Für die Länderwertung ergab sich bei der 2-m-Fuchsjagd folgender Stand: 1. UdSSR (223 Minuten), 2. DDR (322 Minuten), 3. Bulgarien (331 Minuten), 4. CSSR (371 Minuten), 5. Polen 505 Minuten).

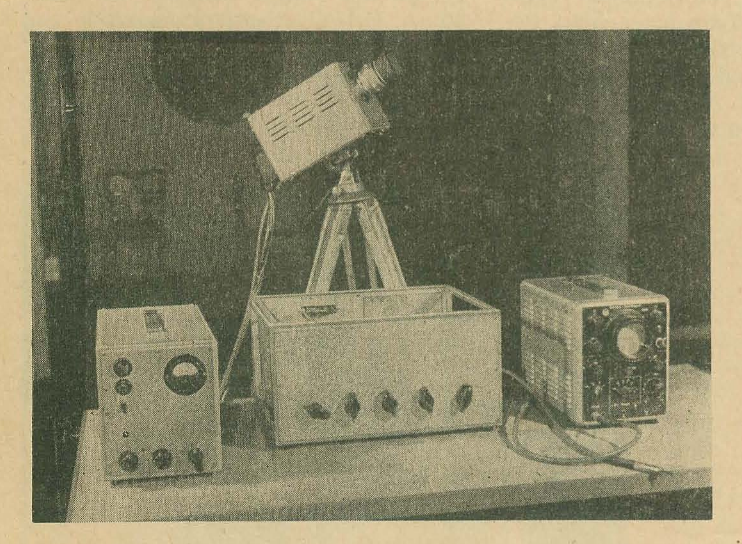
II. DDR-Leistungsschau der Funkamateure

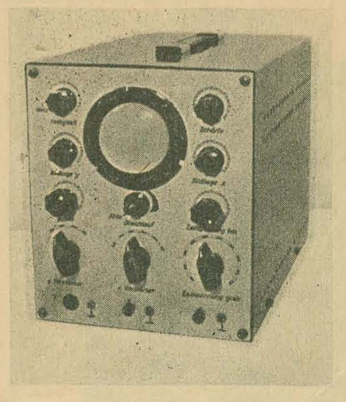
Anläßlich des Europatreffens der Funkamateure fand im Städtischen Kaufhaus, dem traditionellen Messehaus der Rundfunk- und Fernsehindustrie der DDR, die II. DDR-Leistungsschau der Funkamateure statt. In dieser Ausstellung zeigten die Funkamateure der GST ihre besten Amateurkonstruktionen in den verschiedenen Disziplinen. Die gezeigten Geräte vermittelten einen guten Einblick in die Tätigkeit der Funkamateure. Beachtlich war eine von einer Berliner Amateurfunkgruppe konstruierte komplette Fernsehaufnahmeanlage, bestehend aus Stromversorgung, Taktgeber und Fernsehaufnahmekamera. In der Abteilung KW-Technik sah man unter anderem KW-Empfänger vom einfachen 0-V-1 bis zum großen Doppelsuper, portable Sende-Empfänger, Steuersender, einen phasenmodulierten KW-Sender und KW-Sender mit Bandfilterkopplung in den Verdopplerstufen. Dazu waren selbstverständlich auch Netzgeräte und Modulationsverstärker ausgestellt.

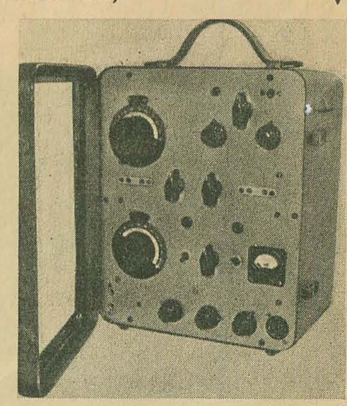
Besonders erfreulich war die Entwicklung auf dem UKW-Gebiet. Gerade hier gilt es gegenüber unseren ausländischen Funkfreunden noch viel aufzuholen. Für das 2-m- und das 70-cm-Band wurden einige gute Konstruktionen gezeigt, so ein 2-m-Sende-Empfangsgerät, ein 70-cm-Sende-Empfangsgerät, ein 2-m-Konverter, ein Frequenzverdreifacher von 2 m auf 70 cm u. a. m. Beachtenswert war ein Standardisierungsvorschlag der Funkamateure des VEB Funkwerk Dabendorf. Sie verwenden als Grundbaustein eine Drehkogußwanne mit drei Kammern und drei entsprechende Blechwinkel für den Aufbau standardisierter Schaltungen von 2-m-Steuersendern, ZF-Verstärkern oder 2-m-Konvertern.

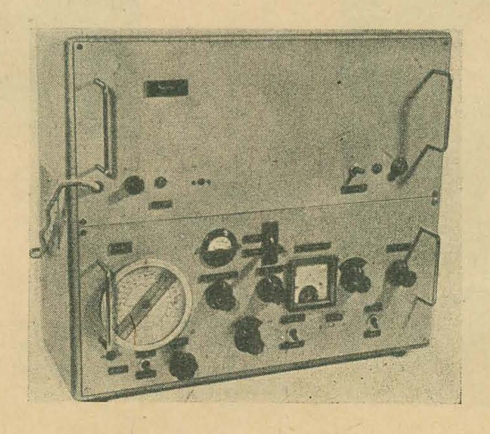


Zwei sowjetische Fuchsjäger mit 80-m-Peilempfängern, links der Sieger OM Frolow


▲ Unser Bild zeigt die von Berliner Funkamateuren gebaute Fernsehaufnahmeanlage. Links Stromversorgung, daneben der Taktgeber und ein Kontrolloszillator, dahinter die Aufnahmekamera

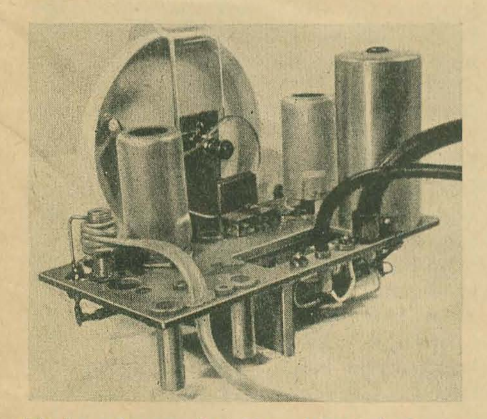

Einen fast kommerziellen Eindruck macht der Katodenstrahloszillograf des Kam. Wilde (Schwerin)


Kompletter Sende-Empfänger für das 80-m-Amateurband für den Portableeinsatz des Kam. Gadsch (Karl-Marx-Stadt) ▼


► Einen KW-Sender für alle Amateurbänder zeigte das Kollektiv Stern-Radio Staßfurt, der obere Einschub enthält den Netzteil

Sehr reichhaltig war die Abteilung Meß- und Prüfgeräte mit Exponaten belegt. Dort sah man Grid-Dip-Meter bis in den Dezimeterbereich, Frequenzmesser, Röhrenvoltmeter, Katodenstrahloszillografen, RC-Meßbrücken usw. Besonders zu erwähnen ist ein Stehwellenmeßgerät für Koaxialkabel, mit dem bei Sendebetrieb eine optimale Anpassung zwischen Senderausgang und Antenne vorgenommen werden kann. Ein gezeigtes Transistor-

prüfgerät erlaubte die Prüfung der dynamischen Werte von Transistoren. Interessant war ein Einblick in die Tätigkeit ungarischer Amateurkonstrukteure, die einige Geräte in Leipzig ausstellten. Unter anderem war ein Transistorsender zu sehen, mit dem auf dem 10-m-Band (28 MHz) von Ungarn aus mit USA gearbeitet worden ist.
Die Abteilungen Elektroakustik, Rundfunktechnik und Fernsehtechnik waren recht schwach vertreten, aber diese Disziplinen sind in der GST-Arbeit auch noch verhältnismäßig jung. Die Vorstände werden aber dieser Entwicklung besondere Aufmerksamkeit schenken. Das trifft auch für die Gebiete Elektronik und Halbleitertechnik zu. Gerade auf dem Gebiet der Halbleitertechnik hat es der Funkamateur nicht leicht, da das Sortiment noch sehr begrenzt ist, aber die Anfänge sind gemacht. Stehen erst HF-Transistoren und Leistungstransistoren zur Verfügung, dann wird auch auf diesem Gebiet die Konstruktionsfähigkeit weitergehen. Zu bemerken ist noch, daß durch eine technische Kommission 11 Gold-, 19 Silber- und 28 Bronzemedaillen verliehen wurden. Diese II. DDR-Leistungsschau der Funkamateure zeigte mit aller Deutlichkeit, daß der Selbstbau von funktechnischen Geräten mehr denn je die technisch interessierte Jugend packt. Es ist bedauerlich, daß das einige staatliche Stellen, vor allem der Handel, nicht wahr haben wollen. Denn leider blieben die zahlreichen Gespräche über die Verbesserung der materiellen Versorgung der Funkamateure ohne den entsprechenden Erfolg. Ein zentrales Versandhaus für den Amateurbedarf würde hier das richtige sein.



Nach modernen Gesichtspunkten aufgebauter 2-m-Konverter des Kam. Pricks (Kolberg)

Sonstige Veranstaltungen

Die Funkamateure tun alles, um mit der technischen Entwicklung Schritt zu halten. Das zeigten nicht nur viele Konstruktionen der Leistungsschau mit einer durchweg modernen Schaltungstechnik, sondern auch die Beratung auf der Technischen Konferenz der Funkamateure. Dort wurde eingehend über die Standardisierung im Amateurfunk diskutiert und als Ergebnis eine spezielle Kommission für Fragen der Standardisierung gebildet. Es ist vorgesehen, alle für eine Kollektivstation der GST benötigten Geräte, wie Sender, Empfänger usw., zu standardisieren. Das erleichtert wesentlich die Bildung neuer Ausbildungszentren und vereinfacht vor allem die Materialversorgung. Diesen Enthusiasmus sollte man deshalb von staatlicher Seite stark unterstützen.
Ein besonderer Anziehungspunkt in Leipzig waren die Treffen der Spezialisten unter den Funkamateuren. So trafen sich in verschiedenen Tagungslokalen die Interessenten für UKW, Antennen, Einseitenband, Amateurfernsehen, DM-Hörer usw. Dort ging es natürlich rege zu, wurden doch alle die Probleme behandelt, die jeden Funkamateur für seine weitere Arbeit interessieren. Außerdem hielten in Leipzig Fachexperten Vorträge, z. B. über Sputniks und über die Entwicklung des Amateurfunks in Deutschland. Stark besucht war ein Vortrag des Helden der Sowjetunion OM Krenkel über den Amateurfunk in der Sowjetunion. Nicht zu vergessen ist das große internationale HAM-Fest im „Haus Auensee“ in Leipzig, dessen Programm die Jugendredaktion von Radio DDR mit bekannten Solisten und Künstlern gestaltete. In der den Funkamateuren eigenen Sprache kann man sagen, daß bei der dort vorhanden gewesenen Stimmung „das S-Meter immer am Endausschlag lag“.
Die schönen Tage des Europatreffens der Funkamateure in Leipzig sind vorbei. Viele Funkamateure, die sich bisher nur drahtlos kannten, und manch eine solche Funkfreundschaft dauerte schon Jahre an, sahen sich in Leipzig erstmalig persönlich. Das in Leipzig Gesehene und Erlebte wird noch lange Gesprächsstoff auf den Amateurbändern sein und die Freundschaft der Funkamateure aller Länder weiter festigen. Und „Funkamateure dienen der Völkerverständigung und dem Frieden“.

Ing. Schubert

Eine Rechenmaschine mit hoher Geschwindigkeit

In Japan wurde eine elektronische Rechenmaschine entwickelt, die 150mal schneller arbeitet als die dort zur Zeit benutzten und 40mal schneller als die besten Rechenmaschinen in den Vereinigten Staaten. Die Rechenmaschine wurde von einem Gelehrtenteam unter Vorsitz von Dr. Hidetoshi Tatahashi, Tokio, entwickelt. Bei dem Experiment wurden „Esaki“-Dioden verwendet. Die „Esaki“-Diode wurde von Dr. Leo Esaki entwikkelt. Sie ist ähnlich einem Transistor, kostet aber weniger, ist einfacher herzustellen und hat eine größere Lebensdauer.

Interessant ist aber, daß bei ihrer Anwendung die elektrischen Rechenmaschinen leistungsfähiger sind. Die Rechenmaschine wurde schneller durch die Verwendung der „Esaki“-Dioden im Grundstromkreis, die die Leistungsfähigkeit der elektronischen Vorrichtungen vermehrt. Der verwickelte Mechanismus einer elektronischen Rechenmaschine hat als Grundlage streng genommen die Prinzipien der uralten Rechenmaschinen, die als Rechenblätter bekannt sind, behalten. Anstatt eines Zahlenblattes oder einer Perlenreihe, die in früheren Zeiten zum Addieren und Subtrahieren benutzt wurden, rechnet die elektronische Rechenmaschine astronomische Ziffern mittels elektrischer Impulse aus. Der Grundstromkreis ermöglicht der Rechenmaschine, elektrische Schalter mit Lichtgeschwindigkeit zu öffnen und zu schließen. So werden in einer Sekunde etwa 30 Mio. elektrische Schaltungen durchgeführt.

Dr. Takahashi ist der Meinung, daß die Geschwindigkeit noch erhöht werden kann, so daß 100 Mio. Schaltungen pro Sekunde erreicht werden können.
Wir wollen nun einen Vergleich mit einer anderen wundervollen „Maschine“ ziehen, dem menschlichen Gehirn. Das menschliche Gehirn hat ungefähr 10 Milliarden Zellen. Jede Zelle öffnet und schließt sich als sogenannter Schalter etwa 1000mal pro Sekunde, mit anderen Worten, die elektronische Rechenmaschine ist 30000-mal schneller als eine Zelle. Aber das menschliche Gehirn hat 10 Milliarden Zellen, so daß es noch verfrüht wäre, es mit der Leistungsfähigkeit einer elektronischen Rechenmaschine zu vergleichen. Wenn jedoch die „Esaki“-Dioden in Zukunft in großer Anzahl in elektronischen Rechenmaschinen verwendet werden, kann man die elektronischen Rechenmaschinen der Leistungsfähigkeit des menschlichen Gehirns annähern. Trotzdem haben die Wissenschaftler die erste Entwicklung der elektronischen Rechenmaschine „Künstliches Gehirn Nr. 1“ genannt.
In Zukunft wird die „Esaki“-Diode die Entwicklung von besseren Rundfunk- und Fernsehgeräten ermöglichen. Sie kann anstelle von Vakuumröhren und Transistoren in vielen elektronischen Geräten benutzt werden und dadurch die Leistungsfähigkeit verbessern sowie das Volumen verkleinern.
Amerikanische Wissenschaftler und Ingenieure glauben, daß die Bedeutung der Diode nicht nur in kommerziellen Geräten und elektronischen Rechenmaschinen, sondern auch für die Kontrollorgane und -apparaturen von kosmischen Flugkörpern sehr groß ist.

Brabandt

Erzeugung, Aufrechterhaltung und Messung des Hochvakuums in Elektronenröhren Teil 1

Ing. HEINZ MÄGDEFESSEL

Es ist allgemein bekannt, daß Elektronenröhren, abgesehen von einigen gasgefüllten Spezialtypen, im Hochvakuum arbeiten. Weniger Klarheiten herrschen über die Größenordnungen der Vakua, während das Wissen über die Probleme der Erzeugung und Aufrechterhaltung des Hochvakuums auf einen relativ kleinen Kreis von Fachleuten begrenzt ist. Dem Bestreben aller ernsthaften Techniker unserer Zeit, ihr technisch-naturwissenschaftliches Allgemeinwissen zu erweitern, soll der folgende Beitrag auf vakuumtechnischen Gebiet entgegenkommen.

Allgemeines

Die Forderung nach gutem Hochvakuum ergibt sich aus chemischen und physikalischen Verhältnissen, unter denen eine Röhre mit möglichst langer Lebensdauer einwandfrei arbeiten kann. Besonders kritisch sind die Probleme bei den Langlebensdauerröhren.

Während für die chemischen Wirkungen innerhalb des Röhrensystems die Art und Größe des Restgasanteils entscheidend sind, werden die physikalischen Effekte vom Totaldruck bestimmt.

Unter Totaldruck ist die Summe der Partialdrücke der einzelnen Gaskomponenten zu verstehen. So kann z. B. eine zu große Sauerstoffkomponente (es genügen schon 10^{-6} Torr) eine Oxydkatode in kurzer Zeit vergiften. Ein Wasserstoffdruck dagegen von etwa $10^{-6} \cdots 10^{-5}$ Torr soll sich besonders hinsichtlich der Herabsetzung des sogenannten Zwischenschichtwiderstandes als vorteilhaft erwiesen haben. Der Totaldruck der Röhre wirkt sich je nach Röhrentyp bzw. nach den angelegten Betriebsspannungen in folgenden Erscheinungen nachteilig aus: unstabiles Arbeiten der Röhre, zu hoher positiver Gitterstrom, Selbsterregung, Ionenbombardement bis zur Zerstörung von Einzelteilen, Gaskreuz bei Bildröhren, Gasentladungserscheinungen besonders bei Senderöhren, Kontaktpotentialänderungen, die sich bei Elektrometerröhren mit sehr hohen Eingangswiderständen besonders nachteilig bemerkbar machen.

Die meisten nachteiligen physikalischen Wirkungen verursachen Gasionen, die auf folgende Weise gebildet werden: Haben die von der Katode emittierten Elektronen nach Durchlaufen einer gewissen Spannung, der sogenannten Ionisierungsspannung, eine genügend große Energie erhalten und treffen auf Gasmoleküle, dann können aus den Molekülverbänden Elektronen abgespalten werden. Die Gasmoleküle sind dann positiv ionisiert und werden zu den negativen Potentialen des Röhrensystems hin, z. B. zum Steuergitter einer Verstärkerröhre, beschleunigt.

Die Ionisierungsspannung ist von der Gasart abhängig und liegt für die besonders in Frage kommenden Gase wie z. B. H_2, N_2, O_2 usw. über 10 eV. Da es praktisch nicht möglich ist, ein absolutes Vakuum zu erzeugen, d. h. die Gasmoleküle restlos aus der Röhre zu entfernen, sind Zusammenstöße zwischen Elektronen und Gasmolekülen nicht zu vermeiden. Das wird verständlich, wenn man weiß, daß z. B. bei einem Druck von 10^{-5} Torr noch etwa 355 Milliarden Moleküle in einem cm^3 Gasvolumen enthalten sind. Deshalb geht man in speziellen Anwendungsfällen von Elektronenröhren dazu über, die Betriebsspannungen unterhalb der Ionisierungsspannungen zu legen, um so die Bildung von Ionen zu verhindern. Aber auch dann kann sich der Restgasdruck durch die erwähnte Kontaktpotentialänderung nachteilig bemerkbar machen, die dadurch zustande kommt, daß auf dem Gitter einer Röhre Gasmoleküle adsorbiert werden, die bei Erwärmung des Gitters während des Betriebes der Röhre von diesem wieder abwandern, so daß sich erst nach einiger Zeit ein Gleichgewichtszustand einstellt. Dieser Effekt bewirkt unter anderem die lange Anlaufzeit bei hochempfindlichen Röhrenvoltmetern.

Für die meisten Anwendungszwecke der Elektronenröhren ist jedoch die Kontaktpotentialänderung durch Restgase unbedeutend, so daß die Frage nach dem erforderlichen Vakuum im wesentlichen unter folgenden Gesichtspunkten zu stellen ist:

1. möglichst wenig Zusammenstöße von Elektronen mit Gasmolekülen;
2. weitgehende Entfernung der chemisch aktiven Gase.

Die für Punkt 1 notwendige Totaldruckmessung ist mit hinreichender Genauigkeit möglich, während die Restgasanalyse in qualitativer und quantitativer Hinsicht mit komplizierten massenspektrometrischen Messungen verbunden ist.

Bisherige Untersuchungen ergaben, daß im wesentlichen die Gase O_2, N_2, CO_2, CO, H_2 und Wasserdampf in der Röhre vorkommen. Die verschiedenen Anteile ändern sich allerdings während des Herstellungsprozesses sowie der Betriebszeit der Röhre erheblich. Die Zusammensetzung der Gaskomponenten hängt unter anderem von Werkstoffen des Röhrensystems sowie deren Vorbehandlung ab.

Nach diesem kurzen Überblick können wir feststellen, daß das anzustrebende Vakuum so hoch wie möglich gewählt werden soll. Im folgenden werden wir erfahren, welche Größenordnungen in der Praxis erreicht werden können.

Erzeugung des Hochvakuums

Zum Verständnis der folgenden Ausführungen sind einige grundsätzliche Erläuterungen erforderlich. „Vakuum" bedeutet in unserem Sprachgebrauch nicht die „Leere", sondern „luftverdünnter Raum".

Wir verstehen darunter alle Drücke, die kleiner als der Normaldruck sind, d. h. < 760 Torr. Es werden heute bereits Vakua von weniger als 10^{-10} Torr erzeugt. Deshalb ist es erforderlich, angesichts der Anwendungsbereiche von Vakuummetern, Pumpen und anderen vakuumtechnischen Geräten sowie Verfahren einzelne Vakuumbereiche zu definieren. Es gibt diesbezüglich noch keine einheitliche Stellungnahme, aber folgende Einteilung scheint sich zur Zeit durchzusetzen:

$< 760 \cdots 1$ Torr — Grobvakuum
$1 \cdots 10^{-3}$ Torr — Feinvakuum
$10^{-3} \cdots 10^{-6}$ Torr — Hochvakuum
$10^{-6} \cdots 10^{-9}$ Torr — Höchstvakuum
$< 10^{-9}$ Torr — Ultrahochvakuum

Für die Röhrenherstellung ist im wesentlichen der Hochvakuumbereich interessant. Unter der Vielzahl von Pumpenarten finden in der Röhrenindustrie zur Zeit folgende Verwendung: Drehschieberpumpen für Grob- und Feinvakuumbereich, Diffusionspumpen sowie Gettermetalle (chemische Pumpen) für den Hoch- und Höchstvakuumbereich. Die Empfängerröhren werden im allgemeinen mit Drehschieberpumpen und Bild- sowie Senderöhren mit Diffusionspumpen evakuiert.

Das Endvakuum von einstufigen Drehschieberpumpen liegt etwa bei 10^{-3} Torr, während man mit Diffusionspumpen ohne größeren Aufwand 10^{-6} Torr erzielen kann. Diese Vakua werden in der Praxis allerdings kaum erreicht, weil die dazu erforderliche lange Pumpzeit aus ökonomischen Gründen nicht aufgewendet werden kann und die mit Drehschieberpumpen versehenen Pumpautomaten gewöhnlich nicht die notwendige Dichtheit besitzen. Das Hochvakuum in der Röhre muß dann durch die Gasaufzehrung der Gettermetalle erreicht werden. Bei der Beschreibung des Evakuierungsprozesses wollen wir uns im folgenden auf Empfängerröhren beschränken. Für die übrigen Röhren gilt analog dasselbe.

Wir unterscheiden beim Evakuierungsprozeß drei Hauptphasen:

1. Pumpen auf Feinvakuum mit der Drehschieberpumpe,
2. Erzeugung des Hochvakuums durch Getterung,
3. Aufrecherhaltung des Hochvakuums während der Lebensdauer der Röhre.

Während der ersten beiden Phasen muß das Gas (Luft) aus dem Röhrenvolumen sowie die auf den Oberflächen adsorbierten Gasmoleküle, besonders die Wasserhaut auf der Glaswand, abgepumpt werden. Folgendes Beispiel soll zeigen, wie wichtig die Entfernung der adsorbierten Gasmoleküle ist. Auf der Innenwand eines Röhrenkolbens mit einer Fläche von 44 cm² können bei einer monomolekularen Adsorption $4{,}4 \cdot 10^{16}$ N_2-Moleküle haften. Wenn die Röhre ein Volumen von 20 cm³ besitzt, befinden sich in ihr bei einem Vakuum von 10^{-3} Torr etwa $7 \cdot 10^{14}$ Moleküle, also 63mal weniger als auf der Kolbenwand haften. Wenn die Moleküle z. B. durch Erwärmung der Kolbenwand von dieser frei werden, würde der Druck auf etwa $6 \cdot 10^{-2}$ Torr ansteigen.

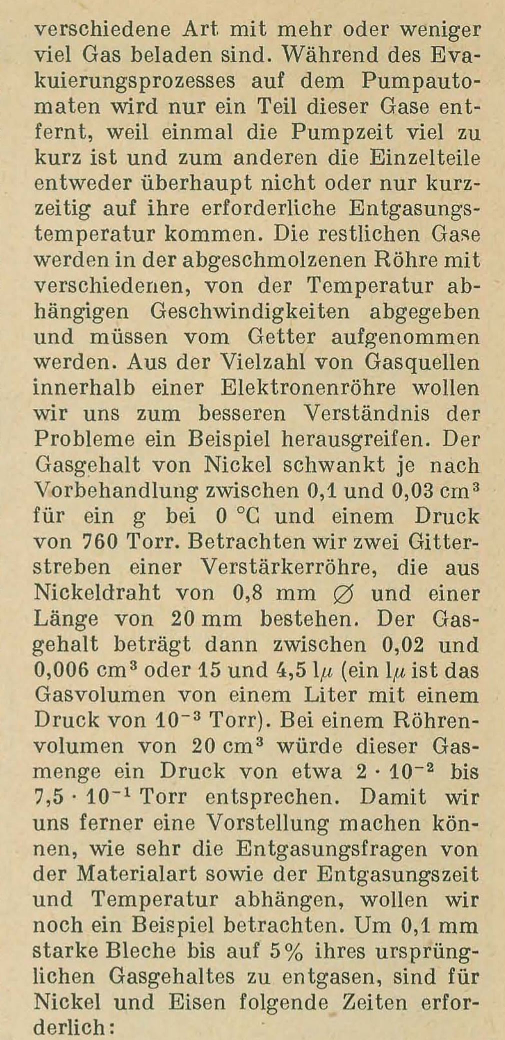
Während des Pumpprozesses auf dem Pumpautomaten werden die Röhrenteile einschließlich der Kolbenwand teils beabsichtigt, teils unbeabsichtigt mehr oder weniger erwärmt. Das ist zur Entfernung der adsorbierten Gasmoleküle unbedingt erforderlich. Die Wasserhaut der Glaswand wird allerdings nur teilweise entfernt, der Rest muß vom Getter aufgenommen werden. Das Evakuieren der Röhre bis auf den Druck, wo die Anzahl der Moleküle im Volumen gegen die der oberflächenadsorbierten zu vernachlässigen ist, dauert relativ kurze Zeit und ist nicht sehr problematisch. Der weitere Abfall verläuft dann sehr langsam. Das hat folgende Gründe: Die auf den Oberflächen haftenden Moleküle werden durch die relativ großen Bindungskräfte nur sehr langsam abgegeben. Durch die oben erwähnte Erwärmung der Einzelteile wird dieser Vorgang beschleunigt. Ferner nimmt die Sauggeschwindigkeit von Drehschieberpumpen bei Drücken unter 10^{-2} Torr sehr kleine Werte an. Schließlich wirkt noch die Tatsache mit, daß der Strömungswiderstand des Pumpstengels der Röhre mit kleiner werdendem Druck zunimmt.

Im Bild 1 ist ein Evakuierungsvorgang innerhalb eines Rezipienten in einer Druck-Zeit-Funktion dargestellt, der den Einfluß der gasenden Innenflächen auf die Pumpzeit veranschaulicht. Nach einem anfänglichen schnellen Druckabfall innerhalb der Zeit t_1 verläuft der weitere sehr langsam. Nach der Zeit t_2 wird kurzzeitig Luft eingelassen, so daß der Druck von etwa $2 \cdot 10^{-4}$ Torr auf etwa $1 \cdot 10^{-1}$ Torr ansteigt. Nach Unterbrechung der Luftzufuhr fällt der Druck relativ schnell wieder auf $< 10^{-3}$ Torr (t_3). Wir sehen, daß $t_3 \ll t_2$ ist. Die Ursache ist, daß die eingelassenen Gasmoleküle zum größten Teil wieder abgepumpt wurden, bevor sie sich auf den Oberflächen innerhalb des Rezipienten anlagern konnten.

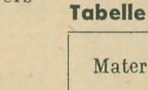
Weitere Gasquellen bilden alle Einzelteile der Röhren mit ihrem mehr oder weniger großen Gasgehalt innerhalb ihres Gefüges. Ein Teil der Gase, die adsorbiert, chemosorbiert oder okkludiert sein können, werden bei der Erwärmung der Einzelteile während des Pumpens auf dem Automaten frei und müssen ebenfalls abgepumpt werden. Fassen wir folgende Punkte zusammen, nämlich Evakuierung des Röhrenvolumens (Luft), Abpumpen der während der Behandlung des Systems von und aus den Einzelteilen frei werdenden Gase, fallende Sauggeschwindigkeit der Pumpe sowie größer werdender Strömungswiderstand des Pumpstengels, mangelnde Dichtheit des Automaten durch bewegliche Vakuumverbindungen und schließlich das erreichbare Endvakuum der Drehschieberpumpen, das auch durch längere Pumpzeiten nicht verbessert werden kann, dann wird verständlich, weshalb das Vakuum in einer Röhre nach deren Umlauf auf dem Automaten kaum besser als 10^{-2} Torr ist. Dieser Druck ist für eine Elektronenröhre natürlich viel zu hoch.

Die weitere Druckverminderung muß nun durch das Getter erfolgen. Nach dem Pumpprozeß auf dem Automaten wird das Gettermetall durch hochfrequente Induktionserwärmung des Getterträgers verdampft und kondensiert auf der Kolbenwand, wodurch der bekannte Getterspiegel entsteht. Das Getter soll zunächst das Hochvakuum erzeugen und es während der Lebenszeit der Röhre aufrechterhalten. Über die Wirkung der Getter sind zum großen Teil völlig falsche Vorstellungen verbreitet. Man erwartet mitunter von ihm viel mehr als es unter den in der Röhrenfertigung gegebenen Bedingungen kann. Im folgenden Abschnitt soll daher etwas näher auf diese Fragen eingegangen werden.

Zunächst wollen wir den Begriff „Aufrechterhaltung des Vakuums" noch etwas erläutern. Es wurde bereits erwähnt, daß alle Einzelteile des Röhrensystems auf



verschiedene Art mit mehr oder weniger viel Gas beladen sind. Während des Evakuierungsprozesses auf dem Pumpautomaten wird nur ein Teil dieser Gase entfernt, weil einmal die Pumpzeit viel zu kurz ist und zum anderen die Einzelteile entweder überhaupt nicht oder nur kurzzeitig auf ihre erforderliche Entgasungstemperatur kommen. Die restlichen Gase werden in der abgeschmolzenen Röhre mit verschiedenen, von der Temperatur abhängigen Geschwindigkeiten abgegeben und müssen vom Getter aufgenommen werden. Aus der Vielzahl von Gasquellen innerhalb einer Elektronenröhre wollen wir uns zum besseren Verständnis der Probleme ein Beispiel herausgreifen. Der Gasgehalt von Nickel schwankt je nach Vorbehandlung zwischen 0,1 und 0,03 cm³ für ein g bei 0 °C und einem Druck von 760 Torr. Betrachten wir zwei Gitterstreben einer Verstärkerröhre, die aus Nickeldraht von 0,8 mm ∅ und einer Länge von 20 mm bestehen. Der Gasgehalt beträgt dann zwischen 0,02 und 0,006 cm³ oder 15 und 4,5 $l\mu$ (ein $l\mu$ ist das Gasvolumen von einem Liter mit einem Druck von 10^{-3} Torr). Bei einem Röhrenvolumen von 20 cm³ würde dieser Gasmenge ein Druck von etwa $2 \cdot 10^{-2}$ bis $7{,}5 \cdot 10^{-1}$ Torr entsprechen. Damit wir uns ferner eine Vorstellung machen können, wie sehr die Entgasungsfragen von der Materialart sowie der Entgasungszeit und Temperatur abhängen, wollen wir noch ein Beispiel betrachten. Um 0,1 mm starke Bleche bis auf 5% ihres ursprünglichen Gasgehaltes zu entgasen, sind für Nickel und Eisen folgende Zeiten erforderlich:



Tabelle

Material	Temperatur °C	Entgasungszeit Std.
Ni	600	3000
	800	40
Fe	600	0,4 ··· 2,5
	800	0,06 ··· 0,2

Die beiden Werte für Eisen hängen davon ab, ob vorwiegend CO oder N_2 abgegeben wird. Die Entgasung von Drähten entsprechenden Materials benötigt kürzere Zeiten. Es besteht folgender Zusammenhang:

$$t_{DR} = \frac{3}{8}\, t_{Bl}\,. \qquad (1)$$

t_{DR} = Entgasungszeit für Draht,
t_{Bl} = Entgasungszeit für Blech.

Diese Beispiele können analog für alle Röhreneinbauteile fortgesetzt werden. Sie lassen aber bereits erkennen, daß nach einer Pumpzeit auf dem Automaten von etwa drei Minuten, während der die meisten Teile des Systems nicht einmal auf ihre erforderliche Entgasungstemperatur kommen, genügend Gasquellen in der abgeschmolzenen Röhre vorhanden sind. Die dann frei werdenden Gasmoleküle wieder zu binden, ist Aufgabe des Getters. Das bedeutet also „Aufrechterhaltung des Vakuums". Inwieweit das Getter in der Empfängerröhre in der Lage ist, diese Funktion zu erfüllen, werden wir im nächsten Heft erfahren. *Schluß folgt*

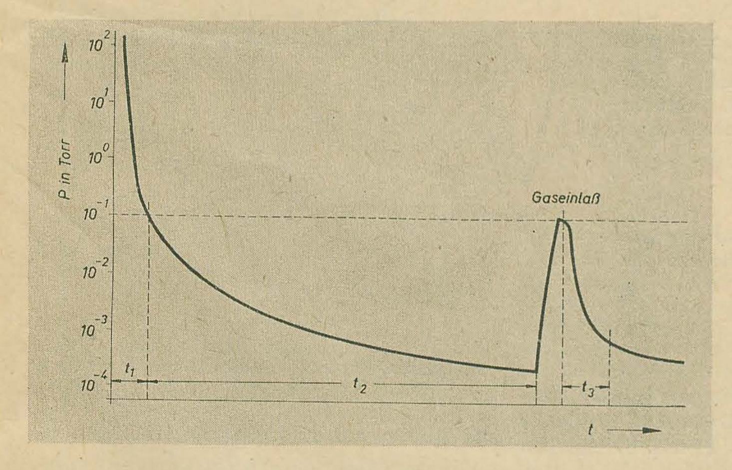


Bild 1: Die Druckverhältnisse in einem Rezipienten während der Evakuierungszeit mit kurzzeitigem Lufteinlaß

Neue Bauformen von Bildröhren

FRITZ KUNZE

Kurzhalsbildröhren

Im Vorjahr erschien die amerikanische Röhrenfabrik Sylvania mit „Short-Neck"-(Kurzhals-)Bildröhren auf dem Markt, die durch ein neues, kürzeres System 4 ··· 5 cm kürzer als die entsprechenden bisherigen Bildröhren mit 110°-Ablenkung waren. Auch von den Firmen Telefunken, Valvo, Siemens und Lorenz wurde jetzt eine solche Kurzhalsbildröhre (AW 43-89) herausgebracht. Man konnte aber dafür nicht einfach die bisherige Elektronenkanone der 110°-Bildröhren verkleinert übernehmen, sondern mußte ein völlig neues System entwickeln. Bild 1 zeigt, wie weit man das System der AW 43-89 gegenüber dem der AW 43-88 verkleinern konnte. Im Bild 2 ist der Aufbau des Systems im Schnitt dargestellt. Die AW 43-89 enthält ein Pentodensystem, während die AW 43-88 ein Hexodensystem und die AW 43-80 (90°-Ablenkung) ein Heptodensystem besitzt (s. Bild 3).

Die Verkürzung der Elektronenkanone ergab auch eine Verkürzung der gesamten Baulänge um 4,5 cm. Die Verkürzung, die man im Laufe der Entwicklung beim Übergang von der Röhre mit 70°-Ablenkung zu 90°- und 110°-Ablenkung und zur Kurzhalsbildröhre erzielte, ist deutlich aus Bild 4 ersichtlich: Die AW 43-89 ist fast 21 cm kürzer als die AW 43-20.

Die AW 43-89 wird nur für die Verwendung in tragbaren Fernsehempfängern propagiert. Die normalen Stand- und Tischgeräte sind nach wie vor mit der normalen 110°-Bildröhre AW 43-88 bestückt.

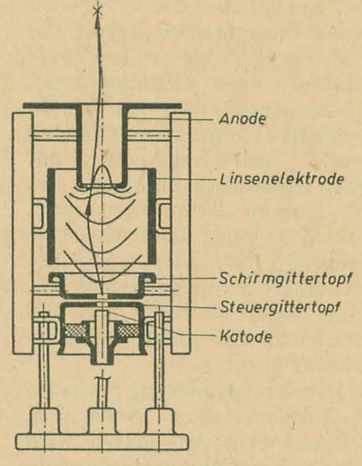


Bild 2: Der Aufbau des Systems der AW 43-89

Bild 1: Die Systeme der 110°-Bildröhren nebeneinandergestellt. Links das System der AW 43-88, rechts das System der AW 43-89 (Foto: Pressestelle Telefunken) ◄

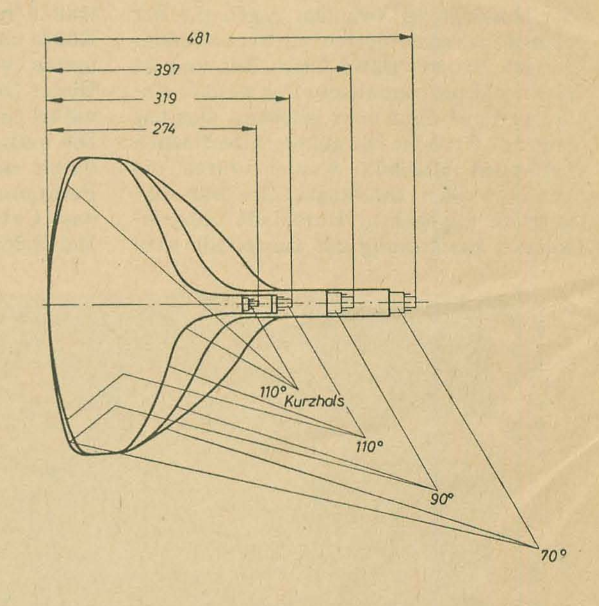
Bild 4 zeigt die Verkürzung der Baulänge der 43-cm-Röhren im Laufe der Entwicklung ►

Auf der Hannoverschen Messe gab es nur einen einzigen Empfänger („Optaport" von Loewe-Opta) mit der AW 43-89. Er hat eine Tiefe von nur 27 cm. Bei solchen tragbaren Empfängern handelt es sich wohlbemerkt nicht etwa um Batterie- oder um Transistorempfänger, sondern um Netzempfänger, die immer noch ein Gewicht von 17,5 kp haben. Man kann sie im Auto mitnehmen, wenn man beim Urlaub oder dem Sonntagsausflug auf das Fernsehen nicht verzichten will. Ihr Anwendungsbereich ist also begrenzt.

Die AW 43-89 hat einen metallhinterlegten Grauglasschirm und wird ohne Ionenfalle betrieben. Das Verhältnis Höhe zu Breite ist 4 : 5. Bild 5 zeigt die Abmessungen dieser Röhre.

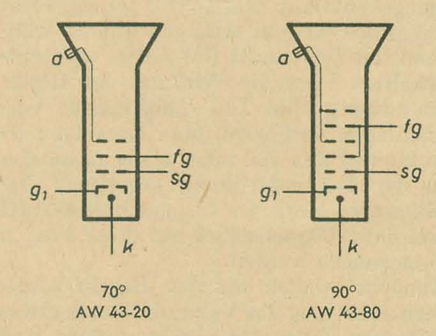
Eine 20-cm-Bildröhre mit 110°-Ablenkung

Auch die westdeutsche Gerätefirma Kaiser brachte einen tragbaren Empfänger heraus. Er ist aber mit einer kleinen 20-cm-Bildröhre mit 110°-Ablenkung, der 8 LP 4 der amerikanischen Firma Sylvania, bestückt. Die Rastergröße dieser Röhre ist 14,9 × 19 cm und die Diagonale ist nur 1 cm größer als die Breite (20 cm). Die Ecken sind also stark gerundet. Die Röhre ist aber keine Kurzhalsröhre, sie hat im Gegenteil einen besonders langen Hals, denn die Gesamtlänge der Röhre beträgt 22 cm. Infolgedessen ist das Gerät von Kaiser (Punz) nur 1 cm kürzer als das Gerät von Loewe-Opta mit der 43-cm-Röhre. Die 8 LP 4 zeichnet sich durch ein äußerst geringes Gewicht aus (≈ 900 p gegenüber 5 kp der AW 43-89).



Bildröhren mit aufgekittetem Schutzglas

Von Sylvania wurden im Vorjahr „Bonded-Shield"-Röhren hergestellt, bei denen



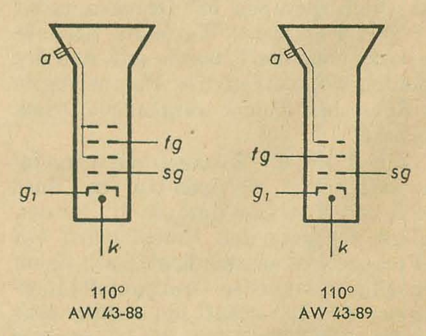
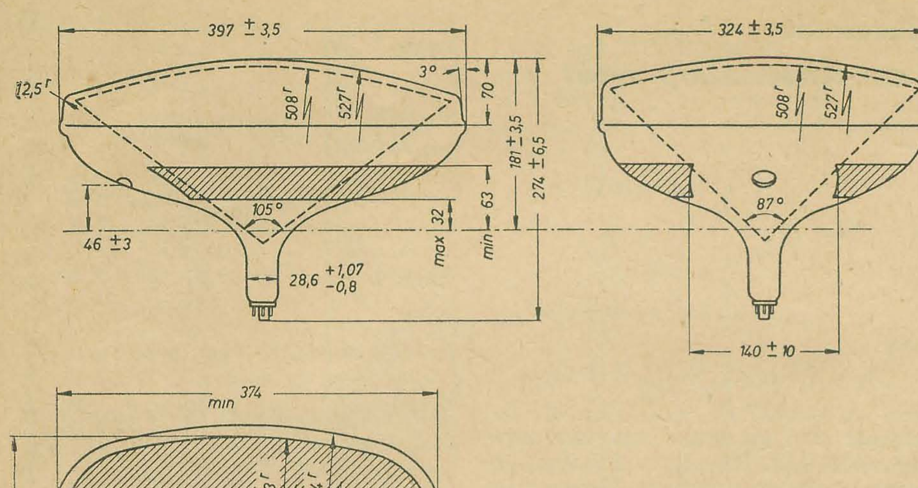
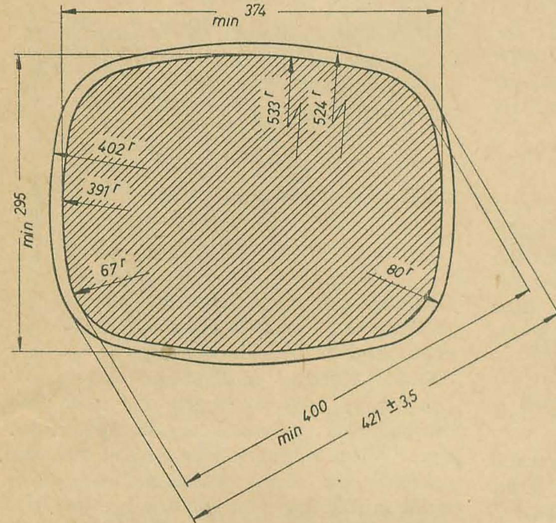


Bild 3: Die Elektrodenschaltungen der verschiedenen Bildröhrensysteme
g_1 = Wehneltzylinder, sg = Schirmgitter, fg = Fokussierungsgitter, a = Anode





die Schutzglasscheibe mit einem (durchsichtigen) Kitt gleich auf dem Frontglas der Bildröhre befestigt ist. Die Bildröhre als solche ist dadurch um die Dicke des Schutzglases länger geworden; dafür fällt aber der normalerweise etwa 4 cm betragende Zwischenraum zwischen Schutzglas und Bildröhre im Gerät fort, so daß der Fernsehempfänger durch die Bonded-Shield-Röhre etwa 3 cm kürzer werden kann. Eine solche Röhre ist z. B. die 23 CP 4.

Bildröhren mit scharfen Ecken

Sylvania ging dazu über, auch die Bildform zu ändern. Das normale Fernsehbild hat abgerundete Ecken. Sylvania schuf nun Röhren mit scharfen Ecken, wodurch die Diagonale der 53-cm-Röhre um 5 bis 6 cm verlängert wird. Aus der 21″-Röhre wurde so eine 23″-Röhre, also eine 58- bzw. 59-cm-Röhre. Durch die Ausbuchtung der Ecken wird das Bild als solches nicht größer (s. Bild 6); der Fernsehteilnehmer hat in Wirklichkeit gar keinen Vorteil davon. Im kapitalistischen Konkurrenzkampf aber ist es ein Verkaufsschlager: Wenn der technisch unbeschwerte Käufer eines Fernsehgerätes hört, daß ein Gerät eine 58-cm-Röhre und ein anderes eine 53-cm-Röhre hat, so wird er das Gerät mit der 58-cm-Röhre nehmen, weil er glaubt, daß das Bild größer sein müsse und das Gerät moderner.

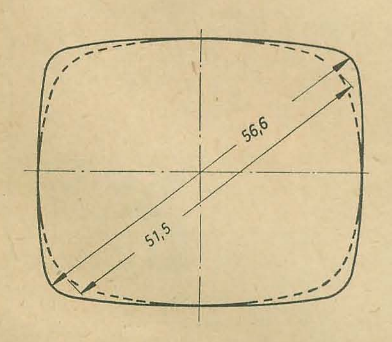


Bild 6 zeigt deutlich, daß bei Röhren mit scharfen Ecken nur die Diagonalen vergrößert sind, das Bild selbst ist nicht größer

Bild 5: Die Kolben- und Bildschirmabmessungen der AW 43-89

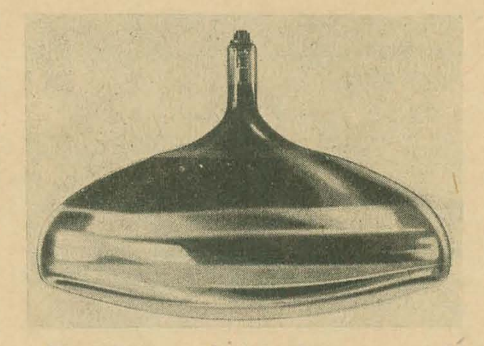


Bild 7: Bildröhre AW 43-89 (Foto: Pressestelle Telefunken)

Tabelle

Vergleich der 53-cm-Bildröhre mit der Bildröhre mit scharfen Ecken

	53-cm-Röhre	58-(59-) cm-Röhre
Bildrasterhöhe in cm	≧ 38,5	≧ 38,5
Bildrasterbreite in cm	≧ 48,4	≧ 48,9
Diagonale des Bildrasters in cm	≧ 51,5	≧ 56,6
Diagonale des Kolbens in cm	≧ 54	≧ 59,2

Das westdeutsche Versandhaus Quelle brachte im Frühjahr einen Fernsehempfänger mit der Bildröhre 23 SP 4 heraus, einer Bonded-Shield-Röhre mit scharfen Ecken von Sylvania. Durch die Propaganda dieser Firma für ihr Gerät mit der 58-cm-Röhre forderten die anderen Fernsehgerätehersteller von den Röhrenfabriken, schnellstens auch eine derartige Bildröhre herzustellen. Und so ist zu erwarten, daß auch von den westdeutschen Röhrenfabriken im Herbst eine solche 110°-Bildröhre mit scharfen Ecken, aber ohne aufgekittetes Schutzglas, herauskommt. Ob mit der Elektronenkanone der normalen AW 53-88 oder derjenigen der Kurzhalsbildröhre AW 43-89 ist noch nicht endgültig entschieden. Auf jeden Fall ist aber nur ein Typ mit 59-cm-Diagonale geplant (Bildgröße der 53-cm-Bildröhre). Eine kleinere Röhre ist in Westdeutschland uninteressant. Von den etwa 150 in diesem Jahre dort neu herausgekommenen Fernsehgerätetypen sind nur acht mit einer 43-cm-Röhre ausgerüstet, drei mit einer 61-cm-Bildröhre und alle übrigen mit einer 53-cm-Röhre.

Eine Kurzhalsbildröhre mit scharfen Ecken und aufgekittetem Schutzglas wird in Amerika übrigens „Short-Short-Neck“-Röhre genannt.

Von Sylvania wurden für den europäischen Markt mehrere Typen von Röhren mit scharfen Ecken und 300 mA Heizstrom entwickelt:

a) mit 110°-Ablenkung, 23″-Diagonale, Bonded-Shield-Röhren:
   23 SP 4 (Normalhals)
   23 RP 4 (Kurzhals)
   Außerdem wurden Röhren mit 114°-Ablenkung entwickelt:

b) Bonded-Shield-Röhren, 19″-Diagonale:
   ST-3002 (Normalhals)
   ST-2897 (Kurzhals)

c) Bonded-Shield-Röhren, 23″-Diagonale:
   ST-2899 (Normalhals)
   ST-3020 (Kurzhals)

d) Röhren ohne aufgekittetes Schutzglas (Unbonded), 19″-Diagonale:
   ST-2874 (Normalhals)
   ST-2868 (Kurzhals)

e) Unbonded-Röhren, 23″-Diagonale:
   ST 3018 A (Normalhals)
   ST-3019 (Kurzhals)

In den USA selbst werden ja vorzugsweise Bildröhren mit einer Heizung von 6,3 V und 0,6 A verwendet, die eine Anheizzeit von nur elf Sekunden benötigen. Die entsprechenden Prototypen für die genannten europäischen Bonded-Shield-Röhren mit scharfen Ecken und 110°-Ablenkung sind die 23 CP 4 (Normalhals) und die 23 DP 4 (Kurzhals). Die 23 CP 4 hat wie die AW 43-88 ein Hexodensystem, die 23 DP 4 wie die AW 43-89 ein Pentodensystem.

Kriterium der Selbsterregung durch die entdämpfende Wirkung der Gitter-Anodenkapazität

HORST FREY

Die Verstärkung einer Röhre ist bekanntlich durch das Verhältnis

$$-\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_g} \qquad (1)$$

definiert. Die Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}_a$ ist darin:

$$\mathfrak{U}_a = -\mathfrak{I}_a \cdot \mathfrak{R}_a. \qquad (2)$$

Weiterhin gilt für den Anodenwechselstrom:

$$\mathfrak{I}_a = S \cdot \mathfrak{U}_{st}. \qquad (3)$$

Dabei ist $\mathfrak{U}_{st}$ die Steuerspannung, die sich aus

$$\mathfrak{U}_{st} = \mathfrak{U}_g + D \cdot \mathfrak{U}_a$$

zusammensetzt. Somit ergibt sich der Anodenstrom aus

$$\mathfrak{I}_a = S\,(\mathfrak{U}_g + D \cdot \mathfrak{U}_a) = S\,(\mathfrak{U}_g - D \cdot \mathfrak{I}_a \cdot \mathfrak{R}_a)$$

zu

$$\mathfrak{I}_a = \mathfrak{U}_g \cdot \frac{S}{1 + S \cdot D \cdot \mathfrak{R}_a}. \qquad (4)$$

Die Gleichungen (2), (3), (4) in (1) eingesetzt, ergeben:

$$\mathfrak{v} = -\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_g} = \frac{\mathfrak{I}_a \cdot \mathfrak{R}_a}{\mathfrak{U}_g} = \frac{S \cdot \mathfrak{U}_g \cdot \mathfrak{R}_a}{(1 + S \cdot D \cdot \mathfrak{R}_a)\,\mathfrak{U}_g}$$

oder mit $S \cdot R_i \cdot D = 1$:

$$\mathfrak{v} = \frac{1}{D} \cdot \frac{\mathfrak{R}_a}{\mathfrak{R}_a + R_i}. \qquad (5)$$

Aus (5) erkennt man, daß die Verstärkung einer Röhre vom Durchgriff D und vom Verhältnis $\frac{R_i}{\mathfrak{R}_a}$ abhängt.

Weiterhin zeigt Gleichung 5 eindeutig, daß die Phasenreinheit der Verstärkung von der Phasenreinheit des Außenwiderstandes $\mathfrak{R}_a$ abhängt. Die Verstärkung $\mathfrak{v}$ einer Röhre wird bei komplexem Außenwiderstand ebenfalls komplex. Sie setzt sich also aus der Wirk- und der Blindverstärkung bei komplexem Außenwiderstand zusammen.

Gitterseitige Betrachtung einer Röhre mit rein ohmschem Außenwiderstand

Die natürlichen Röhrenkapazitäten teilen sich in die Gitter-Anodenkapazität C_{ga} und die Gitter-Katodenkapazität C_{gk} auf (Bild 1). Es fließt dabei ein Gesamtgitterstrom $\mathfrak{I}_g$ der sich in $\mathfrak{I}_{g1}$ und $\mathfrak{I}_{g2}$ aufteilt. Die Teilströme sind dann:

$$\mathfrak{I}_{g1} = \mathfrak{U}_g \cdot j\omega C_{gk}$$

und

$$\mathfrak{I}_{g2} = (\mathfrak{U}_g + \mathfrak{U}_a) \cdot j\omega C_{ga}.$$

Beide addiert, ergeben den Gesamtstrom $\mathfrak{I}_g = j\omega\mathfrak{U}_g\,(C_{gk} + C_{ga}) + j\omega\mathfrak{U}_a C_{ga}$. Da aber

$$\mathfrak{U}_a = \mathfrak{v} \cdot \mathfrak{U}_g$$

ist, läßt sich auch schreiben:

$$\mathfrak{I}_g = j\omega\mathfrak{U}_g\,[(C_{gk} + C_{ga}) + \mathfrak{v}C_{ga}]$$

oder:

$$\mathfrak{I}_g = j\omega\mathfrak{U}_g\,[C_{gk} + C_{ga}(1 + \mathfrak{v})].$$

Den Ausdruck $C_{gk} + C_{ga}(1 + \mathfrak{v})$ bezeichnet man als dynamische Eingangskapazität C_{dyn}. Sie stellt eine transformierte Größe dar, die am Eingang der Röhre erscheint. Es ist also:

$$C_{dyn} = C_{gk} + C_{ga}(1 + \mathfrak{v}).$$

Damit läßt sich feststellen, daß bei Verwendung eines ohmschen Außenwiderstandes am Eingang der Röhre eine Ersatzkapazität C auftritt, die parallel zur Gitter-Katodenkapazität C_{gk} und dem vorhandenen Gitterableitwiderstand R_g liegt (Bild 2).

Gitterseitige Betrachtung der Röhre mit komplexem Außenwiderstand

Bei einem komplexen Außenwiderstand ist auch die Verstärkung nicht mehr phasenrein — sie besitzt einen Phasenwinkel $\varphi_\mathfrak{v}$.

$$\mathfrak{v} = |\mathfrak{v}| \cdot e^{j\varphi_\mathfrak{v}}.$$

Der Phasenwinkel ergibt sich aus Gleichung 5 zu

$$\varphi_\mathfrak{v} = \varphi_{Ra} - \varphi_{(Ra + Ri)}.$$

Da $\varphi_\mathfrak{v}$ dasselbe Vorzeichen wie φ_{Ra} hat, ist bei induktivem Außenwiderstand $\varphi_\mathfrak{v}$ positiv und bei kapazitivem Außenwiderstand $\varphi_\mathfrak{v}$ negativ. Infolge des komplexen Außenwiderstandes ist die Phasenverschiebung zwischen $\mathfrak{I}_g$ und $\mathfrak{U}_g$ nicht mehr genau 90°.

Die Verstärkung setzt sich bei einem induktiven Außenwiderstand aus der Wirkkomponente V_w und der Blindkomponente V_b nach

$$\mathfrak{v} = V_w + jV_b$$

zusammen. Folglich ergibt sich eine Ersatzkapazität

$$C_{dyn} = C_{gk} + C_{ga}(1 + V_w + jV_b).$$

Der Eingangsleitwert $\mathfrak{G}_e$ beträgt nun:

$$\mathfrak{G}_e = j\omega C_{gk} + j\omega C_{ga}(1 + V_w + jV_b)$$

oder:

$$\mathfrak{G}_e = j\omega C_{gk} + j\omega C_{ga}(1 + V_w) - \omega C_{ga} V_b.$$

Der Eingangsleitwert $\mathfrak{G}_e$ setzt sich also aus einem reellen und einem imaginären Teil zusammen. Das entspricht einer Eingangskapazität:

$$C_e = C_{gk} + C_{ga}(1 + V_w)$$

und einem Widerstand

$$R' = -\frac{1}{\omega\, C_{ga} V_b}$$

(Bild 3). Der Gesamtwiderstand R, der sich aus der Parallelschaltung von R′ und R_g ergibt, ist für die Selbsterregung einer Verstärkerstufe maßgebend. Wird er positiv, so entspricht das den normalen Verhältnissen; Selbsterregung tritt nicht auf. Wird er dagegen negativ, so entspricht das einer Entdämpfung, d. h. einer Zuführung von Energie und es tritt Selbsterregung ein. Diese Erkenntnis soll ein Beispiel noch besser zeigen.

Die statischen Werte der Röhre 6 J 5 sind:

Durchgriff D = 5%,
Innenwiderstand R_i = 7,7 kΩ,
Induktivität des Außenwiderstandes $\mathfrak{R}_a$ = 0,5 H,
Gitterableitwiderstand R_g = 1 MΩ,
Gitter-Anodenkapazität C_{ga} = 3,8 pF,
Voraussetzung: $R_i = \omega L$.

Der wirksame Widerstand am Röhreneingang ist gesucht. Es ist:

$$\mathfrak{v} = \frac{1}{D} \cdot \frac{\mathfrak{R}_a}{\mathfrak{R}_a + R_i} = \frac{1}{D} \cdot \frac{j\omega L}{j\omega L + R_i}$$

$$= \frac{1}{D}\left[\frac{(\omega L)^2}{R_i^2 + (\omega L)^2} + j\frac{\omega L R_i}{R_i^2 + (\omega L)^2}\right]$$

$$= V_w + jV_b.$$

Nach Einsetzen der Werte ist weiterhin:

$$\mathfrak{v} = \frac{1}{D}\left[\frac{7{,}7^2}{7{,}7^2 + 7{,}7^2} + j\frac{7{,}7^2}{7{,}7^2 + 7{,}7^2}\right]$$

$$= 10 + j\,10.$$

Aus $R_i = \omega L$ folgt:

$$\omega = \frac{R_i}{L} = \frac{7{,}7}{0{,}5} = 1{,}54 \cdot 10^4\ s^{-1}$$

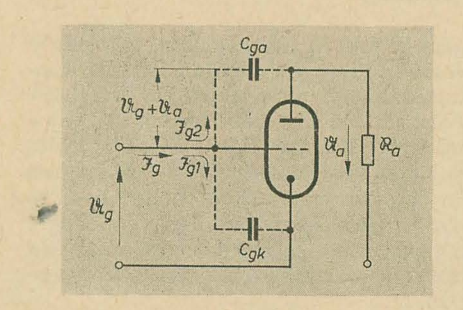


Bild 1: Röhreneingangsschaltung mit den Kapazitäten C_{ga} und C_{gk}

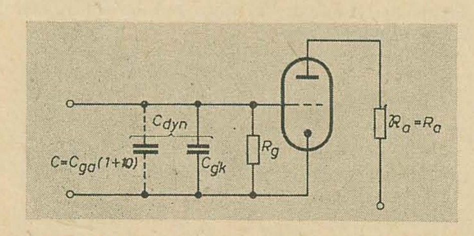


Bild 2: Röhreneingangsschaltung mit der dynamischen Eingangskapazität C_{dyn}

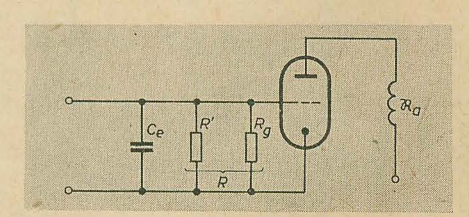


Bild 3: Verstärkerröhre mit induktivem Außenwiderstand

Berechnung eines Gegentakt-Ausgangsübertragers

HORST JANCKE

Vielfach enthalten Bauanleitungen Übertrager, von denen die Dimensionierungen vorgegeben sind. Viele Leser kennen damit wohl die Übertragerdaten, wissen jedoch nicht, wie diese Werte zu ermitteln sind. Im folgenden wird an einer durchgeführten Rechnung gezeigt, wie man einen derartigen Übertrager überschlägig berechnet

Betriebsbedingungen

Der Ausgangsübertrager soll eine Sprechleistung von 15 W übertragen, wobei der Frequenzbereich 20 Hz ··· 15 kHz ± 1,5 dB bezogen auf 1000 Hz sein soll.
Primärseite: Gegentakteingang mit 2 × 60 mA.
Sekundärseite: Der Ausgang soll genormt sein, d. h. der Übertrager soll nach DIN 45560 bei Abgabe der Nennleistung am Ausgang eine effektive Wechselspannung von 100 V haben. Dadurch lassen sich beliebig kleine Lautsprecher an beliebig große Verstärker anschalten.
Der Innenwiderstand der Röhre beträgt 15 kΩ und der Außenwiderstand 2 kΩ (Bild 1).

Primärinduktivität

Die Verstärkungsabnahme bei der Grenzfrequenz von 1,5 dB (relativ) entspricht einem Spannungsrückgang von 16%, der auf alle frequenzabhängigen Glieder des Verstärkers aufzuteilen ist. Es sei angenommen, daß auf den Übertrager davon 5% des Spannungsrückganges bei f_u entfallen. Der Verstärkungsrückgang für die obere Grenzfrequenz f_0 wird entscheidend durch den Ausgangsübertrager beeinflußt (wenn kein weiterer Übertrager vorhanden ist). Andere Einflüsse sind vernachlässigbar.
Sollen die Spannungsverluste bei der unteren Grenzfrequenz einen gewissen Wert nicht unterschreiten, so wählt man die Primärinduktivität als ein Vielfaches X des Generatorwiderstandes $R_i \,||\, R_a$.

$$L_1 = X \frac{R_{\text{Generator}}}{\omega_u} = X \cdot \frac{1}{\omega_u} \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}.$$

Der Faktor X beträgt nach [1] bei einem Spannungsabfall von 5% ≈ 3,5 (Bild 2). Damit ist die geforderte Primärinduktivität

$$L_1 = \frac{15 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3}{15 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20} \cdot 2 \cdot 3{,}5 \approx 98\ \text{H}.$$

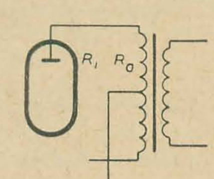


Bild 1: Schema eines Gegentakt-Ausgangsübertragers

Aus der Gleichung

$$N_{\sim ges.} = F_E \cdot F_F \cdot \mathfrak{B} \cdot f_u \cdot 10^{-6} \cdot s$$

läßt sich der Kerntyp ermitteln. Dieser ist:

$$F_E \cdot F_F = \frac{N_{\sim ges}}{\mathfrak{B} \cdot f_u \cdot 10^{-6} \cdot s},$$

worin

F_E der Eisenquerschnitt in cm²,
F_F der Fensterquerschnitt in cm²,
f_u die untere Grenzfrequenz in Hz,
s die Stromdichte in A/mm² und
$\mathfrak{B}$ die mag. Induktion in G

bedeuten. Die magnetische Induktion soll, um Verzerrungen zu vermeiden, einen Wert von 6000 G nicht überschreiten. Es werden 4000 G gewählt und eine Stromdichte von 1 A/mm².
Dann ist:

$$F_E \cdot F_F = \frac{15}{4000 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 1} = 188\ \text{cm}^4.$$

Nach Tabelle [2] ist der Kern M 102 b mit einem Fensterquerschnitt von 11,6 cm² und einem effektiven Eisenquerschnitt von 17,4 cm² zu wählen.
Wahl des Eisens: Dyn.-Blech IV × 0,35.

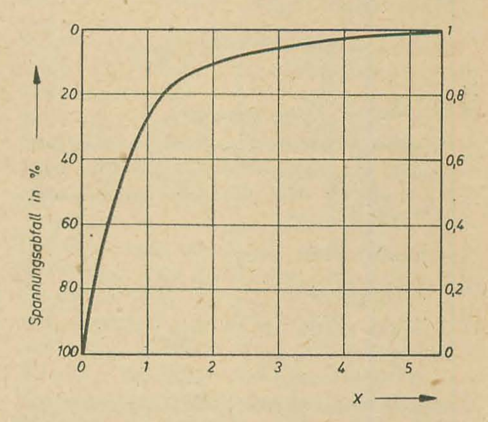


Bild 2: Faktor X als Vielfaches des Generatorwiderstandes

Übersetzungsverhältnis

Der Übertrager wird bei einem 100-V-Ausgang und einer Sprechleistung von 15 W durch den Lautsprecher mit dem Widerstand von

$$R_s = \frac{U^2}{N} = \frac{100^2}{15} = 666\ \Omega$$

abgeschlossen.
Das ergibt ein Übersetzungsverhältnis von

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{2 \cdot R_a}{R_s}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 2 \cdot 10^3}{666}} = 2{,}45.$$

Aus dem Übersetzungsverhältnis und einem Sicherheitsfaktor von 1,1 ergibt sich weiterhin die benötigte Primärspannung $U_{aa} = 270\ V_{eff}$.

Primäre Windungszahlen

Die primären Windungszahlen betragen:

$$w_p = \frac{U_{aa_{eff}} \cdot 10^8}{4 \cdot F_E \cdot \mathfrak{B} \cdot f_u} = \frac{270 \cdot 10^8}{4 \cdot 17{,}9 \cdot 4000 \cdot 20} = 4720\ \text{Wdg.}$$

Sekundäre Windungszahlen

Die sekundäre Windungszahl ist:

$$w_s = \frac{w_p}{\ddot{u}} = \frac{4720}{2{,}45} = 1925\ \text{Wdg.}$$

Fortsetzung von Seite 538

und damit ist:

$$R' = -\frac{1}{\omega\, C_{ga}\, V_b} = \frac{1}{1{,}54 \cdot 10^4 \cdot 3{,}8 \cdot 10^{-12} \cdot 10} = -1{,}71\ \text{M}\Omega.$$

Mit diesem Wert ergibt sich der gesamte Eingangswiderstand:

$$R = \frac{R' \cdot R_g}{R' + R_g} = \frac{-1{,}77}{-0{,}77} = 2{,}41\ \text{M}\Omega.$$

Ein Gesamtwiderstand R von 2,41 MΩ ruft keine Selbsterregung hervor. Wählt man nun einen Gitterableitwiderstand z. B. mit 2 MΩ, so ergibt sich ein Gesamtwiderstand:

$$R = \frac{R' \cdot R_g}{R' + R_g} = \frac{-2 \cdot 1{,}71}{2 - 1{,}71} = -11{,}8\ \text{M}\Omega.$$

Man erkennt eindeutig, daß bei Verwendung eines Gitterableitwiderstandes von 2 MΩ Selbsterregung auftritt. Dies ist auch der Grund, warum die Röhrenhersteller eine maximale Grenze des Gitterableitwiderstandes angeben.
Zusammenfassend läßt sich festlegen: Durch die Gitter-Anodenkapazität C_{ga} kann der Eingang einer Verstärkerstufe gedämpft oder entdämpft werden, je nach Art des Außenwiderstandes $\mathfrak{R}_a$. Ist $\mathfrak{R}_a$ ohmisch, so entsteht am Röhreneingang eine Kapazität

$$C_{dyn} = C_{gk} + C_{ga}\,(1 + \mathfrak{v}).$$

Ist $\mathfrak{R}_a$ kapazitiv, so entsteht am Eingang eine Kapazität, zu der ein positiver Widerstand R′ parallel geschaltet ist. Ist $\mathfrak{R}_a$ induktiv, so entsteht am Eingang eine Kapazität, zu der ein negativer Widerstand R′ parallel geschaltet ist. Wird dabei der Gesamtwiderstand R der Parallelschaltung von R_g und R′ negativ, so entsteht Selbsterregung.

Literatur

H. Barkhausen: Elektronenröhren 2. Band, Hirzel Verlag Leipzig

Drahtdurchmesser und ohmscher Widerstand

Primärwicklung

Bei einem üblichen Kupferfüllfaktor von 50% und gleicher Ausnutzung des Wickelraumes für die Primär- und Sekundärwicklung gilt die Gleichung für den Drahtdurchmesser:

$$d = 0{,}56 \sqrt{\frac{100\, F_F}{w}}$$

und für den Drahtwiderstand:

$$r = \frac{w \cdot l_m}{\varkappa \cdot q}.$$

Hierin bedeuten:

l_m die mittlere Windungslänge in m,
$\varkappa$ der spezifische Leitwert und
q der Drahtquerschnitt.

Der Durchmesser beträgt also:

$$d_1 = \sqrt{\frac{100 \cdot 11{,}6}{4720}} = 0{,}496 \text{ mm}$$

(aus der Drahttabelle wählt man 0,5 ∅) und der Widerstand:

$$r = \frac{4720 \cdot 0{,}212}{57 \cdot 0{,}196} = 89{,}5\,\Omega.$$

Kontrolle der Strombelastung

Bei einem Drahtdurchmesser von 0,5 mm und einem angenommenen Strom von 60 mA ergibt sich eine Strombelastung von 0,306 A/mm².

Sekundärwicklung

Der Drahtdurchmesser beträgt:

$$d_2 = \sqrt{\frac{100 \cdot 11{,}6}{1925}} = 0{,}777 \text{ mm}$$

(aus der Drahttabelle wählt man 0,8 ∅) und der dazugehörende Widerstand

$$r = \frac{1925 \cdot 0{,}35}{57 \cdot 0{,}504} = 23{,}4\,\Omega.$$

Kontrolle der Strombelastung

Der Sekundärstrom beträgt:

$$I = \frac{U}{R} = \frac{100}{666} = 0{,}15 \text{ A}.$$

Bei einem Drahtdurchmesser von 0,8 mm und einem Strom von 0,15 A tritt eine Strombelastung von 0,298 A/mm² ein.

Kontrolle der Primärinduktivität

Am Anfang der Rechnung wurde eine Mindestinduktivität der Primärwicklung gefordert, um die untere Grenzfrequenz zu garantieren. Die Kontrollrechnung muß nun ergeben, ob die Mindestinduktivität bei den jetzt ermittelten Wickeldaten erreicht wird. Hierbei ist der bei Gegentaktübertragern übliche Luftspalt von Null im Eisenweg zu berücksichtigen. Es ist:

$$L_1 = 0{,}4 \cdot \pi \cdot \frac{F_E}{\delta'} \cdot w_1^2 \cdot 10^{-8} \quad \text{in H},$$

hierin ist:

$$\delta' = \delta + 1{,}1 \frac{l_E}{\mu}.$$

Es bedeuten:

l_E die Eisenweglänge in cm,
δ' der reduzierte Luftspalt in cm,
δ der tatsächliche Luftspalt in cm und
μ die Permeabilität des Eisens.

(Die Permeabilität für Dyn.-Blech IV beträgt bei 4000 G nach DIN-Norm 46400 ≈ 6000) [1]. Mit den Werten ist:

$$\delta' = \delta + 1{,}1 \frac{l_E}{\mu} = 0 + 1{,}1 \frac{23{,}8}{6000}$$

$$= 4{,}37 \cdot 10^{-3} \text{ cm}.$$

Die erreichte Induktivität beträgt also:

$$L_1 = 0{,}4 \cdot \pi \cdot \frac{17{,}4}{4{,}37} \cdot 10^3 \cdot 4720^2 \cdot 10^{-8}$$

$$= 1118 \text{ H}.$$

Die Primärinduktivität von 1118 H ist nicht nötig. Es läßt sich jetzt zur Verringerung des Klirrfaktors und um diese Überinduktivität auszunutzen, ein Luftspalt einführen [4]. Schon hieraus zeigt sich, daß eine exakte Berechnung eines Übertragers in einem einmaligen Rechnungsgang nicht möglich ist.
Der Luftspalt errechnet sich durch Umstellung der vorhergehenden Gleichungen:

$$\delta' = \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot F_E \cdot w_1^2 \cdot 10^{-8}}{L_{1eff}}$$

$$= \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot 17{,}4 \cdot 4720^2 \cdot 10^{-8}}{98} = 0{,}0495.$$

Jetzt ist der tatsächliche Luftspalt:

$$\delta = \delta' - 1{,}1 \frac{l_E}{\mu} = 0{,}0495 - 1{,}1 \frac{23{,}8}{6000}$$

$$= 0{,}45 \text{ mm}.$$

In den Mittelsteg der M-Bleche kann ein Luftspalt von 0,45 mm eingefügt werden. Bei Verwendung eines handelsüblichen Bleches mit dem Luftspalt von 0,5 mm wäre die Rechnung noch einmal rückläufig durchzuführen, um daraus z. B. eine Änderung der Windungszahlen festzulegen.

Weitere Berechnung des Ausgangsübertragers unter Berücksichtigung der oberen Grenfrequenz f_0

Die Gleichung der Streuinduktivität, die die obere Grenzfrequenz bestimmt, ist:

$$S = \Delta \cdot L_{1err},$$

worin der Streufaktor sich aus [4] errechnet:

$$\Delta = \frac{R_i + R_a}{\omega_0 \cdot L} \sqrt{e^{2b} - 1}.$$

Mit b = 1,5 dB = 0,17 Np ist:

$$\Delta = \frac{15 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 49} \cdot \sqrt{e^{2 \cdot 0{,}17} - 1} \cdot 2$$

$$= 0{,}00468.$$

Die zulässige Streuinduktivität beträgt dann:

$$S = \Delta \cdot L_{1err} = 0{,}00468 \cdot 98 = 0{,}459 \text{ H}.$$

Kontrolle der Streuinduktivität

Da zur Einhaltung der Bedingungen an der oberen Grenzfrequenz nur eine sehr kleine Streuinduktivität zulässig ist, nimmt man zweckmäßigerweise eine Scheibenwicklung (Bild 3). Diese gestattet eine bessere Verkettung beider Wicklungen gegenüber der Zylinderwicklung.

Es werden vier Kammern/Wicklung gewählt.
Die Daten des Wickelkörpers vom Kernschnitt M 102 b sind:

Wickelraumlänge	=	6,1 cm,
Wickelraumhöhe	=	1,4 cm,
mittl. Windungslänge	=	23,3 cm und
Flanschstärke	=	0,1 cm.

Die auftretende Streuinduktivität errechnet sich nach der Gleichung:

$$S = 0{,}125 \frac{l_m}{h_{w'}} \cdot 10^{-8} \frac{w_1^2}{n} \left(4 \cdot d + \frac{l_w}{n}\right) \text{ in H}.$$

Hierin bedeuten:

l_m die mittl. Windungslänge in cm,
$h_{w'}$ die reduzierte Wickelraumhöhe,
n die Kammeranzahl/Wicklung,
d die Stärke der Spulenflansche in cm
l_w die Wickelraumlänge in cm und
h_w die Wickelraumhöhe in cm.

Die Gleichungen für $h_{w'}$ und $l_{w'}$ lauten:

$$h_{w'} = h_w \frac{l_{w'}}{l_w} \quad \text{und}$$

$$l_{w'} = \sqrt{\left(\frac{l_m}{2 \cdot \pi}\right)^2 + l_w^2} - \frac{l_m}{2 \cdot \pi}.$$

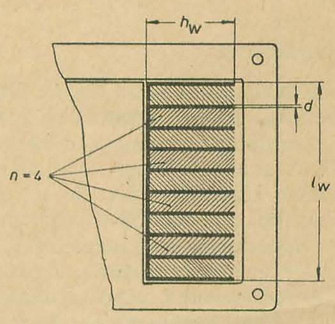


Bild 3: Scheibenwicklung eines Übertragers

Setzt man die bekannten Werte in diese Gleichungen ein, so erhält man mit $h_{w'}$ und $l_{w'}$ die tatsächlich auftretende Streuinduktivität S. Also mit

$$l_{w'} = \sqrt{\left(\frac{23{,}3}{2 \cdot \pi}\right)^2 + 6{,}1^2} - \frac{23{,}3}{2} = 3{,}43$$

und

$$h_{w'} = 1{,}4 \frac{3{,}43}{6{,}1} = 0{,}787$$

ist:

$$S = 0{,}125 \cdot \frac{23{,}3}{0{,}787} \cdot 10^{-8} \cdot \frac{4720^2}{4}$$

$$\left(4 \cdot 0{,}1 + \frac{6{,}1}{4}\right) = 0{,}396 \text{ H}.$$

Zugelassen waren 0,459 H, die gestellte Bedingung für die obere Grenzfrequenz ist somit erfüllt.

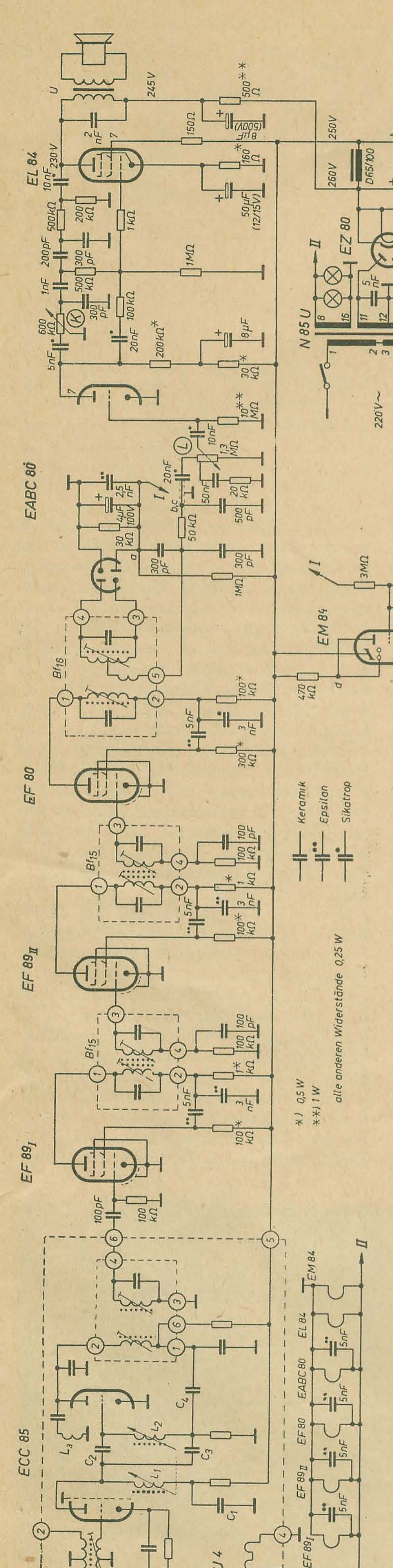
Literatur

[1] C. Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker. Band I; Verlag für Radio — Foto — Kinotechnik GmbH Berlin-Borsigwalde

[2] Funkwerktabellen

[3] H. Pitsch: Hilfsbuch für die Funktechnik; Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G. 1953

[4] H. Domsch: Der Übertrager der Nachrichtentechnik



Die Schaltungstechnik des FM-Supers mit Röhren ist heute in gewisser Hinsicht abgeschlossen. Richtig aufgebaut erreicht er eine derart hohe Empfindlichkeit, daß er eine Reihe von UKW-Sendern sicher und störungsfrei empfängt. Wegen des Fortfalls jeder Wellenumschaltung läßt sich ein reiner UKW-Super auch ohne große Schwierigkeiten (und verhältnismäßig preiswert) aufbauen, wenn Aufbau und Verdrahtung nach gewissen Richtlinien durchgeführt werden. Für den jungen Techniker und auch für den die theoretischen Zusammenhänge überblickenden Bastler bietet daher der Selbstbau eine reizvolle Aufgabe, um sich mit der Arbeitsweise und der Verdrahtungstechnik eines FM-Supers vertraut zu machen. Bei Beachtung der in der nachstehenden Bauanleitung gegebenen Hinweise wird der Erfolg nicht ausbleiben.

BAUANLEITUNG

11-KREIS-FM-SUPER

HANS SUTANER

Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung eines 11-Kreis-FM-Supers. Im Eingang wird ein fertig verdrahteter, gut abgeschirmter und sorgfältig abgeglichener UKW-Baustein (U 4) verwendet, mit der Doppeltriode ECC 85 in Kaskodeschaltung. Der Eingang ist für einen Faltdipol mit 300 Ω Fußpunktwiderstand bemessen. Das erste System der ECC 85 arbeitet als HF-Vorröhre mit einem auf die Mitte des UKW-Bereichs fest abgestimmten Eingangskreis in der bewährten Zwischenbasisschaltung. Im Anodenzweig liegt der aus L_1, C_1 und der Ausgangskapazität des ersten Systems gebildete Abstimmkreis. Das zweite System ist als selbstschwingende Mischstufe geschaltet.

Das aufgenommene Signal wird dem Oszillatorabstimmkreis (L_2, C_2, C_3) im kapazitiven Mittelpunkt zugeführt, um eine Störausstrahlung der Oszillatorschwingungen weitgehend zu unterdrükken. Die Mischung erfolgt additiv, und der Oszillator schwingt in der bewährten induktiven Rückkopplungsschaltung. L_3 ist die Rückkopplungsspule. Der UKW-Baustein U 4 arbeitet mit induktiver Abstimmung. Das erste ZF-Bandfilter ist im U 4 fest mit eingebaut. Über C_4 kommt eine bestimmte ZF-Rückkopplung zustande, um den Innenwiderstand des zweiten Triodensystems der ECC 85 zu erhöhen und dem Resonanzwiderstand des ersten ZF-Bandfilters anzupassen.

Der ZF-Verstärker ist dreistufig. Die Röhren sind mit gleichen Bandfiltern (Bf_{15}) gekoppelt. Während die mittelsteilen Pentoden EF 89 der ZF-Verstärkung dienen, arbeitet die EF 80 vor allem als Begrenzer, um etwa auftretende Amplitudenmodulation zu unterdrücken. Alle drei ZF-Verstärkerröhren sind durch die zwischen dem Schirmgitter und Anschluß 2 der Bandfilter liegenden Kondensatoren von 5 nF und die vom Anschluß 2 der Bandfilter nach dem Chassis geschalteten 3-nF-Kondensatoren neutralisiert, um Rückwirkungen von den Anoden zum Steuergitter zu kompensieren, also Schwingneigung zu unterdrücken. Anoden- und Schirmgitterwiderstände der EF 80 sind wesentlich größer als die entsprechenden Widerstände der beiden EF 89, damit die EF 80 als Begrenzer wirkt. Das Bandfilter Bf_{16} bildet mit den beiden niederohmigen Diodenstrecken der E(A)B(C) 80 sowie mit einigen Widerständen und Kondensatoren den bewährten Ratiodetektor, der hier unsymmetrisch gegen das Chassis geschaltet ist.

An der Diodenanode wird über einen Spannungsteiler (2 × 3 MΩ) die Gleichspannung zur Steuerung der Abstimmanzeigeröhre EM 84 abgenommen. Etwaige ZF-Reste leitet der Kondensator 5 nF vor dem Gitter 1 der EM 84 zum Chassis ab.

Vom Anschluß 5 des Bf_{16} gelangen die niederfrequenten Schwingungen über das Deemphasisglied (50 kΩ, 500 pF) und den Kondensator 20 nF zum Lautstärkeregler mit logarithmischer Kennlinie. An seiner Anzapfung liegt ein Korrekturglied (20 kΩ, 50 nF), damit auch bei kleinen Lautstärken die Tiefen gehörrichtig wiedergegeben werden. Das Triodensystem der E(AB)C 80 bildet die NF-Vorröhre mit RC-Kopplung auf die Endröhre EL 84 mit 4 W Sprechleistung.

Zwischen den Anoden der beiden NF-Verstärkerröhren liegt noch ein Gegenkopplungsnetzwerk, dessen Potentiometer (600 kΩ) eine weitgehende Klangregelung

◄ Bild 1: Schaltung des 11-Kreis-FM-Supers

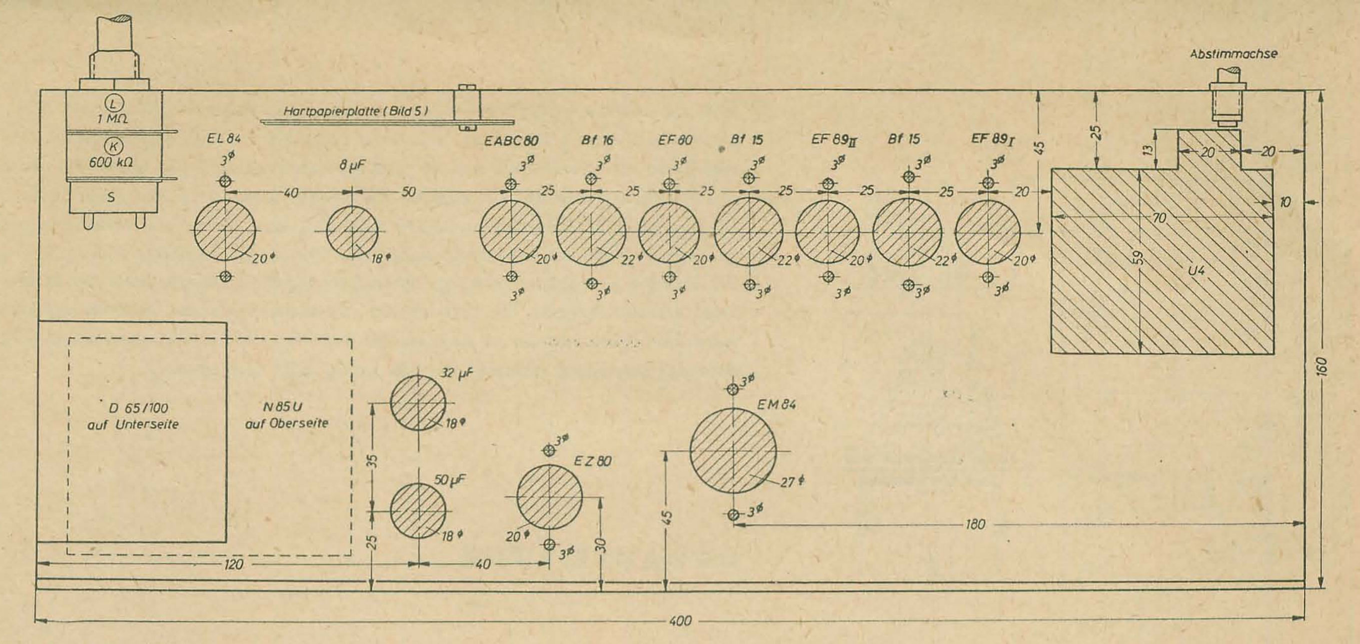


Bild 2: Bohrplan (Chassis von unten gesehen)

ermöglicht. Der Lautsprecher wird über den Ausgangsübertrager richtig angepaßt.

Der Netztransformator N 85 U ist mit einer Heizwicklung (8/16) für die Empfängerröhren und einer Heizwicklung (5/7) für die indirekt geheizte Zweiweggleichrichterröhre EZ 80 ausgerüstet. Die Anodenspannungswicklung liefert an den Anzapfungen 11, 12 und 13 eine Anodenwechselspannung von 2 × 240 V. Um das Eindringen von HF-Signalen über den Netztransformator zu verhindern, sind diese Wicklungen mit je einem Kondensator 5 nF überbrückt.

Unmittelbar von der Katode der EZ 80 wird die Spannung über ein einfaches RC-Glied (500 Ω, 8 μF) und die Primärwicklung vom Ausgangsübertrager der Anode der EL 84 zugeführt. Alle anderen Spannungen werden durch die Drossel D 65/100 und den Elektrolytkondensator 50 μF sorgfältig gesiebt.

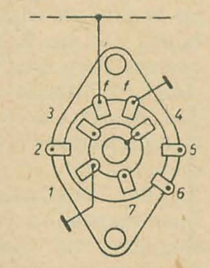


Bild 3: Vorverdrahtete Fassung der Röhren EF 89 (von unten gesehen)

Die links im Bild 1 gezeichnete Heizkreisschaltung zeigt, wie die Heizleitung nacheinander über die einzelnen Röhren zu führen und durch Epsilankondensatoren gegen das Chassis zu überbrücken ist.

Aufbau

Um Mißerfolge von vornherein auszuschließen, sind nachfolgende, auf vielen Erfahrungen beruhende Hinweise zu beachten.

Das Gerät ist unbedingt auf einem Metallchassis aufzubauen. Vorteilhaft ist 1,2 mm dickes Eisenblech, weil dann alle Chassisverbindungen eingelötet werden können. Eisen läßt sich aber schwieriger als Aluminium verarbeiten. Wer deshalb Aluminiumblech bevorzugt, der verwende es nicht unter 1,5 mm Dicke. Alle Stellen, an denen Chassis- und leitende Masseverbindungen liegen, sind dann sorgfältig blank zu machen. Unverzinnte oder unvernickelte Messinglötösen sollen bei einem Aluminiumchassis wegen der Korrosionsgefahr nicht verwendet werden.

Die Einzelteile sind streng im Zuge der Schaltung anzuordnen. Im Bild 2 ist der Bohrplan für das Aluminiumchassis mit allen Maßen wiedergegeben. Das zweiseitig abgebogene Chassis ist 75 mm hoch. Der UKW-Baustein U 4 wird von unten an das Chassis geschraubt, daher der große Ausschnitt im Chassis. Die Abstände für die Röhrenfassungen und ZF-Bandfilter sind genau einzuhalten, damit Röhren und Bandfilter so eng nebeneinander stehen, daß die Lötfahnen der kritischen Anschlüsse (Anode — Bandfilter; Bandfilter — Steuergitter usw.) zusammengebogen und unmittelbar miteinander verlötet werden können.

Die Fassungen der beiden EF 89 sind vor dem Einbau bereits nach Bild 3 wie folgt vorzuverdrahten: Die Fassung wird auf ein Röhrenphantom gesetzt. Das ist eine Stecklehre, damit sich die Kontaktschlitze nicht verbiegen. Ist ein solches Röhrenphantom nicht vorhanden, so kann auch eine unbrauchbare Röhre als Stecklehre benutzt werden. Die Anschlußlötösen 1, 3, 4 und 7 werden nach innen gebogen und durch einen 1 mm dicken verzinnten oder versilberten Kupferdraht, der ringförmig vorgebogen wird, miteinander und mit dem Metallzylinder der Fassung gut verlötet. Die Fassung der EF 80 wird ähnlich vorbereitet. Hier werden aber nur die Anschlußfahnen 3 und 4 mit dem Metallzylinder verbunden. Der Anschluß 1 ist mit dem Anschluß 7 zu verbinden und später besonders zu erden. Anschließend werden alle Fassungen und Bandfilter so eingesetzt, daß die kritischen Anschlüsse — wie oben bereits ausgeführt — unmittelbar miteinander verlötet werden können. Die Spiralkeilhalterungen der Bandfilter gestatten, diese Filter bequem in die günstigste Lage zu verdrehen.

Für die beiden EF 89 und die EF 80 werden keramische Fassungen benutzt. Da man die Befestigungsschrauben dieser Fassungen nicht zu stramm anziehen darf, damit die Keramik nicht zerspringt, sind zwei besondere Masseschrauben für jede Fassung vorzusehen, um eine sichere Chassisverbindung zu erreichen. Werden die normalen Fassungen mit Metallrand und Pertinaxisolation verwendet, so können die Befestigungsschrauben unmittelbar als Massepunkte dienen. Bei einem Eisenchassis sind die Fassungen einzulöten.

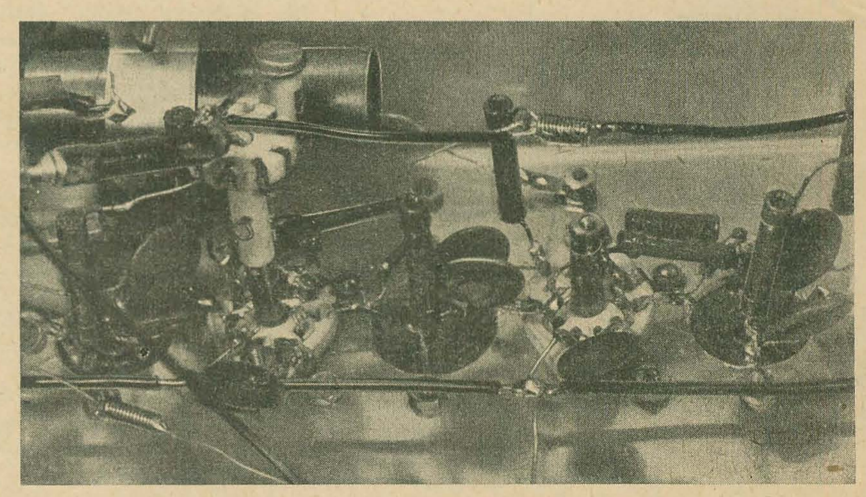


Bild 4: Teilansicht der Verdrahtung mit dem keramischen Lötstützpunkt der EF 80

Die älteren Bastler werden sich entsinnen, daß man früher die Heizleitungen sorgfältig verdrillt über alle Röhren führte. Heute werden die kalten Heizfadenenden getrennt von den übrigen Massepunkten der einzelnen Stufen an der zunächst gelegenen Fassungsbefestigungsschraube geerdet. Als heiße Heizleitung wird zweckmäßig ein 1 mm dicker Schaltdraht dicht an den Fassungen vorbeigeführt und durch kurze Abzweigdrähte an die Röhrenfassungen geführt (im Bild 3 angedeutet). Zwischen den einzelnen Röhrenfassungen überzieht man den Schaltdraht mit Isolierschlauch.

Die Heizfäden der beiden EF 89, der EF 80 und der EABC 80 werden durch 5-nF-Epsilankondensatoren kurzgeschlossen. Die Anschlußdrähte dieser Kondensatoren sind so kurz wie möglich zu halten, denn die Anschlußdrähte bedeuten Induktivitäten, deren Einflüsse sich schädlich auswirken. Die an den Anschlüssen 4 der Bandfilter liegenden RC-Glieder (100 kΩ || 100 pF) sind bei den

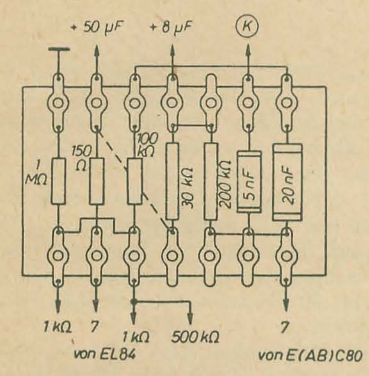


Bild 5: Hartpapierleiste mit Kondensatoren und Widerständen einschließlich Verdrahtung und Anschlüssen

EF 89 an dem Katodenmasseanschluß (also an der anderen Befestigungsschraube der Röhrenfassungen) zu erden. Bei der EF 80 ist hierzu der zweite Masseanschluß (von 1 + 7) zu verwenden

Um eine übersichtliche Leitungsführung der ZF-Stufen zu erhalten, benutzt man zweckmäßig für die $EF\ 89_I$, EF 80 und EABC 80 keramische Lötstützpunkte (Bild 4). Die Anoden- und Schirmgitterwiderstände können dadurch senkrecht stehend mit ihren kurzen Enden an die Fassungen gelötet werden, und die Anodenspannungsleitung läßt sich in einer Linie über die Lötstützpunkte führen. Die Neutralisations- und Entkopplungs-Epsilankondensatoren sind mit möglichst kurzen Enden einzulöten. Der 3-nF-Kondensator der EF 80 liegt zwischen Anschluß 2 von Bf_{16} und Fassungsfahne 4/3 an Masse.

Etwas Sorgfalt ist der Verdrahtung des Ratiodetektors zu widmen. Die Widerstände 30 kΩ, 3 MΩ und 1 MΩ sowie die Kondensatoren 4 µF und 2,5 nF liegen alle an der Diodenanode 2 der E(A)B(C) 80. Hierbei ist darauf zu achten, daß die im Bild 1 mit a, b und c bezeichneten Leitungspunkte oben an dem Kranz des Lötstützpunktes der EABC 80 liegen, damit an sie das Meßinstrument später beim Abgleich bequem angeklemmt werden kann. Die vom Punkt b, c zum Kondensator (20 nF) führende Leitung ist abzuschirmen. Der Kondensator ist unmittelbar am Lautstärkepotentiometer L anzuordnen. Damit die Verdrahtung zwischen den beiden NF-Röhren nicht zu unübersichtlich wird, kann man die zur RC-Kopplung gehörenden Kondensatoren und Widerstände auf eine Hartpapierplatte zusammenfassen, die nach Bild 5 vorverdrahtet wird. Die Leiste wird innen so an der Chassisvorderwand montiert, daß die von Anschluß 7 der EABC 80 kommende Leitung recht kurz ausfällt.

Eine zweite Hartpapierleiste, die man mit einem Winkel senkrecht stehend unterhalb des Chassis festschraubt, nimmt die zum Gegenkopplungsnetzwerk gehörenden Kondensatoren (1 nF, 200 pF, 2× 300 pF) und Widerstände (500 kΩ, 200 kΩ) auf.

Die Bilder 6 und 7 zeigen das betriebsfertige Chassis von unten und von vorn gesehen.

Die Anschlüsse für die Abstimmanzeigeröhre können an eine normale fünfpolige Fassung für Stiftröhren geführt werden, die steckbar durch ein fünfadriges Kabel mit der Fassung der EM 84 verbunden ist, an der nur der Widerstand 470 kΩ mit angelötet wird. Die Fassung wurde im Muster zunächst auf zwei langen Stäben montiert (Bild 7), damit die Abstimmanzeigeröhre vor dem Einbau des Chassis

Verwendete Einzelteile

1 UKW-Baustein U 4
2 ZF-Bandfilter Bf_{15}
1 ZF-Bandfilter Bf_{16}
1 Ausgangsüberfrager A 55/U
1 Netztransformator N 85/U
1 Netzdrossel D 65/100
} Gustav Neumann KG — Creuzburg/Werra (Thür.)

Röhrenbestückung
ECC 85, EF 89, EF 89, EF 80, EABC 80, EM 84, EL 84, EZ 80

Röhrenfassungen
3 keramische Röhrenfassungen (9polig) RHs 067
3 keramische Lötstützpunkte Hs 25794/II
} VEB Keramische Werke Hermsdorf
4 Röhrenfassungen (9 polig)
1 Röhrenfassung 5 polig (für Stiftröhren)

Schichtwiderstände
0,1 W: 2× 30 kΩ
0,25 W: 150 Ω, 1 kΩ, 20 kΩ, 30 kΩ, 50 kΩ, 5× 100 kΩ, 200 kΩ, 470 kΩ, 2× 500 kΩ, 2× 1 MΩ, 2× 3 MΩ
0,5 W: 160 Ω, 2× 1 kΩ, 30 kΩ, 3× 100 kΩ, 200 kΩ, 300 kΩ
1 W: 500 Ω, 10 MΩ

Kondensatoren
Keramische Rohrkondensatoren:
3× 100 pF, 200 pF, 4× 300 pF, 500 pF, 1 nF
Epsilan-Rohrkondensatoren:
2 nF, 2,5 nF
Epsilan-Scheibenkondensatoren:
3× 3 nF, 8× 5 nF
} VEB Keramische Werke Hermsdorf
Sikatropkondensatoren:
3× 5 nF, 2× 10 nF, 2× 20 nF, 50 nF
Elektrolytkondensatoren:
2×8 µF (500 V), 32 µF (500 V), 50 µF (500 V), 50 µF (12/15 V)
1 Doppelpotentiometer L = 1,3 MΩ lg. mit Anzapfung und angebautem Schalter S, K = 600 kΩ arithm.
1 Sicherung 0,8 A
2 Skalenlampen 7 V; 0,3 A mit Fassungen

einen festen Platz hat und gut beobachtet werden kann. Nach dem Einbau des Chassis in das Gehäuse kann die EM 84 dann an geeigneter Stelle hinter der Frontplatte montiert werden.

Die Abstimmachse des UKW-Bausteins U 4 läßt sich um 220° drehen. Der Durchmesser der Seilscheibe muß daher etwa die Hälfte der gewählten Skalenlänge betragen, wenn man den gesamten Abstimmbereich von 87 ··· 101 MHz ausnutzen will. Man wählt zweckmäßig eine Skalenlänge von 200 mm und eine Seilscheibe von 100 mm Durchmesser in der Nut. Damit das Chassis nicht zu lang wird, ordnet man den UKW-Baustein ganz rechts im Chassis an. Die Seilscheibe

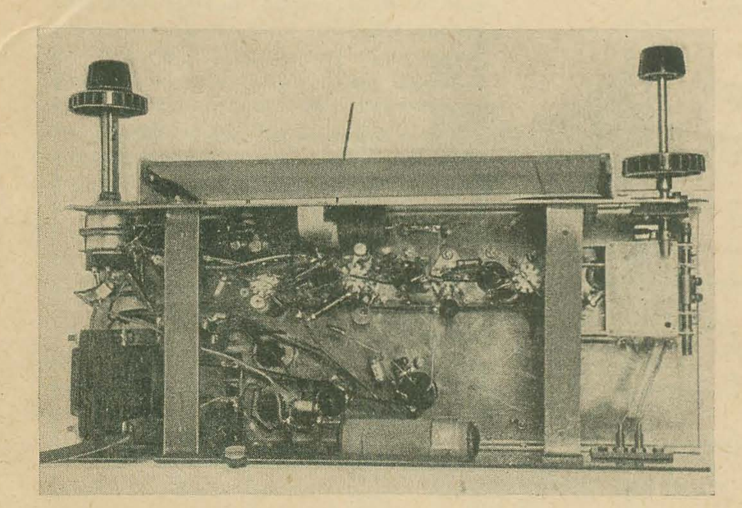


Bild 6: Fertig verdrahteter Empfänger, von unten gesehen

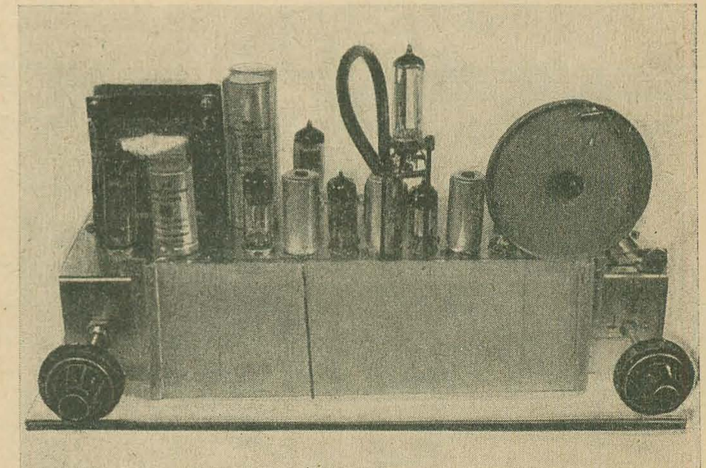


Bild 7: Chassis mit Röhren, von vorn gesehen

wird mit ihrer Achse auf zwei Böcken (einem Pertinaxstreifen vorn und einem Aluminiumwinkel hinten) montiert. Seilscheibenachse und Achsstumpf des U 4 verbindet ein besonderes Seil mit Spannfeder, das durch eine Durchbohrung der Seilscheibenachse geführt und mehrmals um diese Achse sowie den Achsstumpf des U 4 geschlungen wird, um eine sichere Mitnahme zu erreichen.
Das Skalenseil wird über die Seilscheibe, drei Führungsrollen und die Abstimmachse (ebenfalls mehrmals um diese Achse) geführt und durch eine Wendelfeder gespannt gehalten. Die Bilder 8 und 9 lassen Montage und Seilführung erkennen. Zu beachten ist bei der Seilführung, daß sich Seilscheibe und Achsstumpf des U 4 entgegen dem Uhrzeigersinn drehen müssen, wenn die Abstimmachse im Uhrzeigersinn gedreht wird und der Zeiger sich von links nach rechts über die Skala bewegt, damit die Frequenz 87 MHz links am Skalenanfang und die Frequenz 101 MHz rechts am Skalenende erscheint.
Die Skalenmattglasscheibe wird in zwei Winkeln mit Führungsleisten gehaltert.

Inbetriebnahme und Abgleich

Bevor man den Empfänger mit sämtlichen Röhren, angeschlossenem Lautsprecher und Faltdipol einschaltet, empfiehlt es sich, alle Verbindungen auf ihre Richtigkeit und auf zuverlässige Lötstellen nachzuprüfen. Da UKW-Baustein und Bandfilter gut vorabgeglichen sind, wird man sogleich einige UKW-Sender empfangen. Man wählt die Station, die an der Abstimmanzeigeröhre den größten Ausschlag hervorruft, und gleicht alle Bandfilter (beginnend mit der Primärseite des Bf_{16}, endend mit der Primärseite des im U 4 eingebauten Bandfilters) nacheinander auf größte Leuchtbänder der EM 84 ab.

Zuletzt wird die Sekundärseite des Bf_{16} auf verzerrungsfreieste Wiedergabe nachgeglichen. Dieser Vorabgleich gelingt leicht (evtl. durch Abstimmung auf eine zweite schwächere Station). Sollte der Empfänger hierbei doch ins Schwingen geraten, was daran zu erkennen ist, daß sich die beiden Leuchtbänder der EM 84 nahezu berühren und der Empfang aufhört oder daß die Bänder rhythmisch schwingen (im Lautsprecher als „Tuckern“ hörbar), so muß das Bandfilter Bf_{15} zwischen der EF 89_{II} und der EF 80 beiderseitig durch Einlöten je eines 0,1-W-Widerstandes von 30 kΩ dicht unterhalb des Keramikparallelkondensators innerhalb der Abschirmhaube bedämpft werden.

Das Bandfilter braucht hierzu nicht ausgelötet zu werden. Man löst die Spiralkeilschrauben und biegt die Einbuchtungen der Filterhaube mit einer Häkelnadel vom Filtersockel ab. Dann läßt sich die Haube leicht abziehen. Beim Wiederauflegen der Haube ist das Einlegen der dünnen Isolierfolie nicht zu vergessen, damit Kurzschlüsse sicher vermieden werden.

Steht ein normaler amplitudenmodulierter HF-Generator zur Verfügung, so wird dieser auf 10,7 MHz eingestellt und über 10 pF an den Anschluß 2 des im U 4 sitzenden Bandfilters geschaltet. Alle Bandfilter werden dann wie beschrieben nachgeglichen. Als Anzeigeinstrument dient aber jetzt ein Mikroamperemeter mit 30 ··· 60 μA Vollausschlag (Nullpunkt möglichst in der Mitte), das in Reihe mit einem 100-kΩ-Widerstand vom Punkt a im Bild 1 nach dem Chassis geschaltet wird. Empfohlen wird meist die Wicklung eines Bandfilters, die nicht nachgeglichen wird, mit einem Verstimmungsglied (5 kΩ und 2 nF in Reihe) zu bedämpfen. Das ist wegen der Raumknappheit nicht leicht durchzuführen. Ein 0,1-W-Widerstand von 5 kΩ genügt hierzu auch. Er wird zwischen zwei möglichst kleinen Krokodilklemmen gelötet, die mit Trolitullack außen dick bestrichen werden, um Kurzschlüsse beim Anklemmen zu vermeiden.

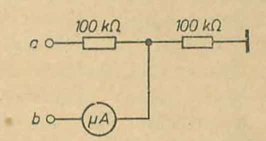


Bild 10: Anschaltung des Meßinstrumentes zum Minimumabgleich der Sekundärwicklung vom Bf_{16}

Mit Ausnahme der Sekundärwicklung vom Bf_{16} sind alle Wicklungen auf Maximum bei möglichst geringer Senderspannung abzugleichen. Die Senderspannung ist also immer weiter zu verringern, je weiter der Abgleich voranschreitet. Zum Schluß ist die Sekundärwicklung vom Bf_{16} auf Minimum zu trimmen (Nulldurchgang gleich Stromlosigkeit). Hierzu wird das Meßinstrument nach Bild 10 angeschlossen.
Wer die Möglichkeit hat, der sollte einen Selektrografen SO 80 oder SO 81 [s. radio und fernsehen 23 (1956) S. 723 und 8 (1959) S. 245] leihen oder den Empfänger von einem Rundfunkhändler abgleichen lassen, der oszillografische Abgleichgeräte besitzt.

Skala

Aus der Programmzeitschrift sind die Sendefrequenzen der einzelnen Sender ersichtlich. Verschiedene UKW-Stationen senden zu bestimmten Zeiten auch einen Dauerton zum Eichen. Klebt man auf die Mattglasscheibe einen zwei Zentimeter breiten Streifen Millimeterpapier, so kann man die Stationen mit Bleistift leicht markieren. Oft wird auch ein Industrieempfänger mit geeichter UKW-Frequenzskala zur Verfügung stehen. Durch Empfangsvergleich läßt sich damit leicht das ganze Frequenzband nach Frequenzen aufteilen, Vergleichs- und Selbstbausuper sind jedoch in gewisser Entfernung voneinander aufzustellen und an zwei Antennen zu betreiben, damit sie sich nicht gegenseitig beeinflussen; denn eine geringe Störausstrahlung findet bei jedem Empfänger statt.
Anhand der Eintragungen auf den Papierstreifen wird dann die Skala mit Tusche auf Pauspapier im doppelten Maßstab sauber gezeichnet und beschriftet. Davon läßt man sich im richtigen Maßstab ein Filmnegativ anfertigen, daß zwischen zwei Glasplatten als endgültige Skala verwendet wird.

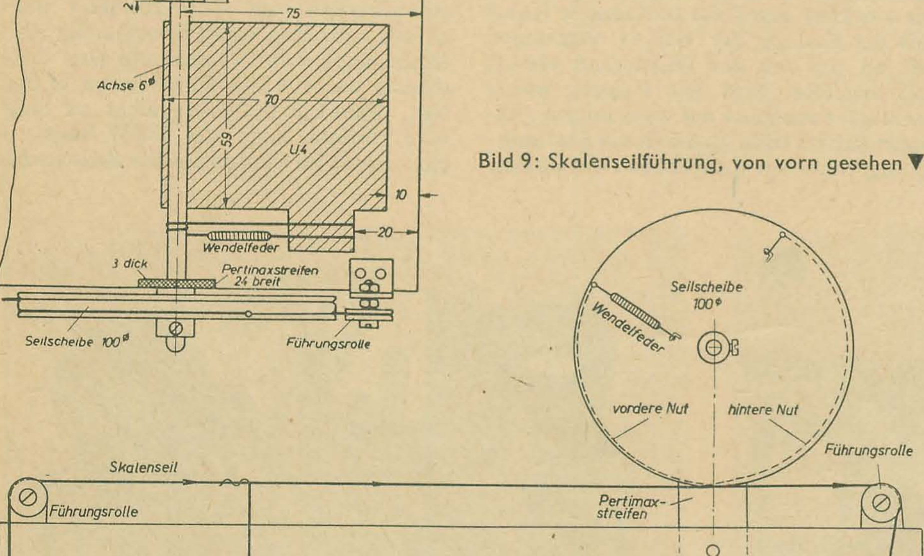


Bild 8: Montage der Seilscheibe, von oben gesehen ◀

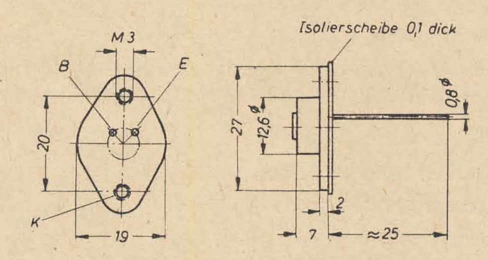
Bild 9: Skalenseilführung, von vorn gesehen ▼

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH **10**

OC 831 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Emitter- und Basiselektrode sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Der Kollektor ist mit dem Gehäuse leitend verbunden. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig. Für isolierten Einbau werden eine Glimmerscheibe und zwei Befestigungsschrauben aus Kunststoff mitgeliefert.



Abmessungen

Verwendung

Leistungstransistor für Niederfrequenzverstärker.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom

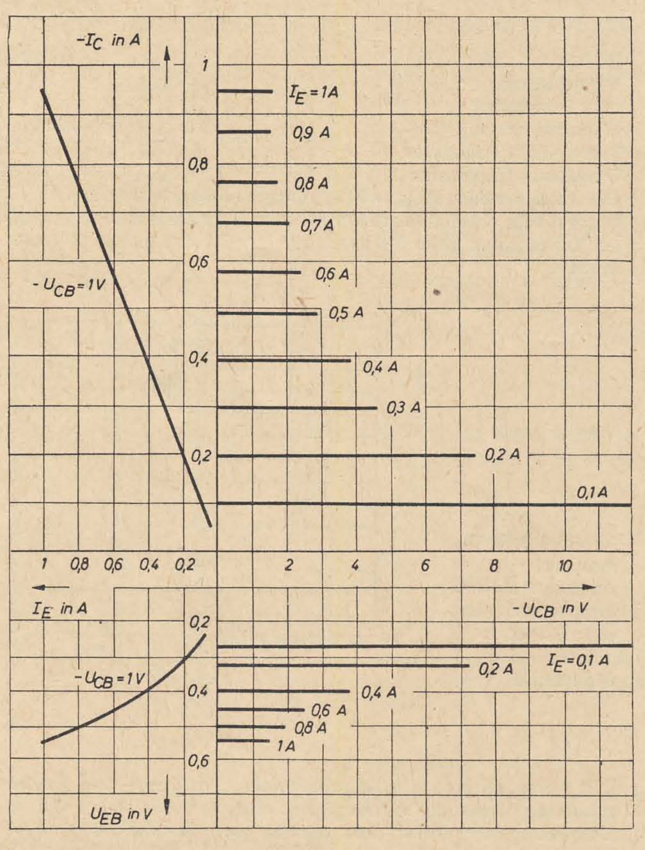
$(-U_{CB} = 6$ V,	$I_E = 0)$	$-I_{CBO}$	≦	30 μA
$(-U_{CE} = 6$ V,	$-I_B = 0)$	$-I_{CEO}$	≦	1000 μA
$(-U_{CE} = 6$ V,	$U_{BE} = 0)$	$-I_{COK}$	≦	100 μA

Kollektorrestspannung

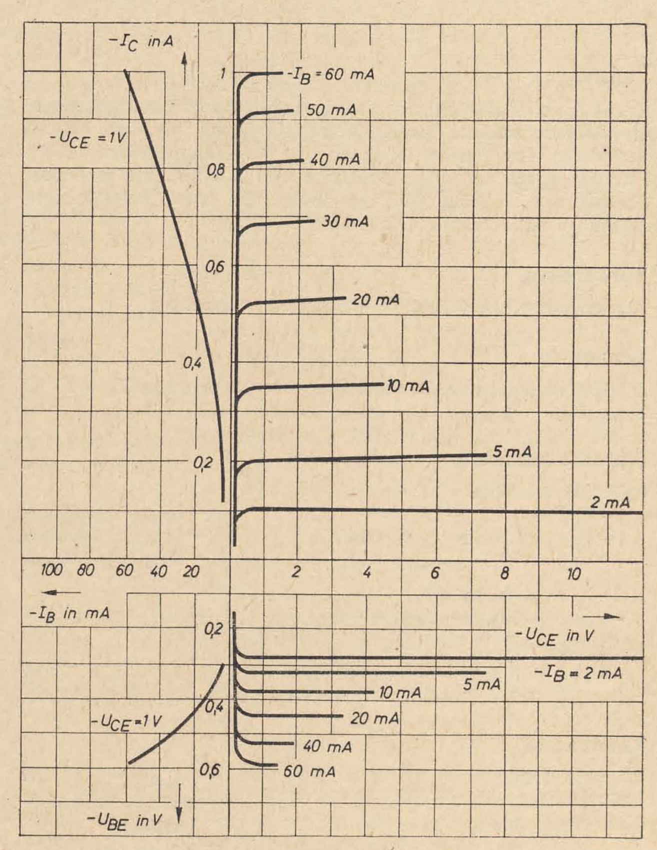
$(-I_C = 1$ A,	$-U_{CE} = -U_{BE})$	$-U_{CEO}$	≦	1 V

Basisstrom

$(-U_{CE} = 7$ V,	$-I_C = 100$ mA)	$-I_B$	≦	5 mA
$(-U_{CE} = 2$ V,	$-I_C = 500$ mA)	$-I_B$	≦	42 mA



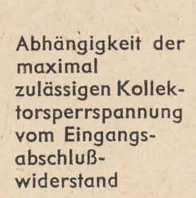
Kennlinienfeld in Basisschaltung

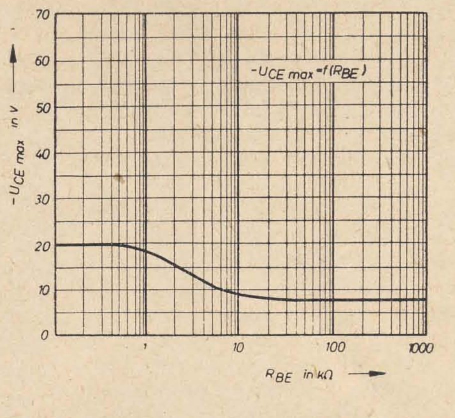


Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Grenzwerte

Kollektorstrom	$-I_{Cmax}$	=	1 A
Emitterstrom	I_{Emax}	=	1,2 A
Kollektorspannung	$-U_{CBmax}$	=	30 V
	$-U_{CEmax}$	=	20 V
[s. Diagramm $-U_{CEmax} = f(R_{BE})$]			
Emitterspannung	U_{BEmax}	=	10 V
Verlustleistung (s. Diagramm)	P_{max}	=	f (T_a)
Wärmewiderstand	k_1	=	20° C/W
Sperrschichttemperatur	T_{jmax}	=	75 °C
Umgebungstemperatur	T_{amax}	=	65 °C





Abhängigkeit der maximal zulässigen Kollektorsperrspannung vom Eingangsabschlußwiderstand

2 OC 831

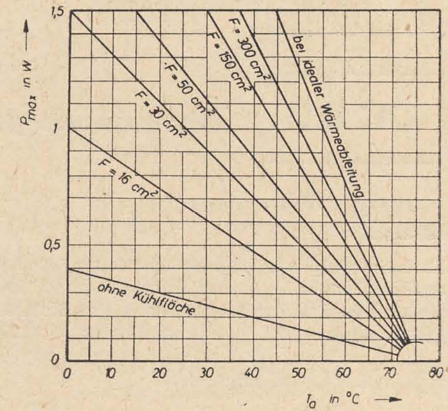
Die zu einem Paar zusammengestellten Transistoren OC 831 sind wie folgt ausgewählt:
Das Verhältnis der Basisströme der einzelnen Transistoren beträgt bis zum maximalen Kollektorstrom von $-I_C = 1$ A

$$\frac{I_{B_1}}{I_{B_2}} \leqq 1{,}2\,.$$

Dabei beträgt auch das Verhältnis der Basisspannungen der einzelnen Transistoren bis zum maximalen Kollektorstrom von $-I_C = 1$ A

$$\frac{U_{BE_1}}{U_{BE_2}} \leqq 1{,}2\,.$$

Die im Diagramm $P_{max} = f(T_a)$ dargestellten Geraden gelten für quadratische Kühlbleche in horizontaler Lage bei isolierter Montage der Transistoren unter Verwendung einer 0,1 mm dicken Glimmerscheibe.



Abhängigkeit der Verlustleistung von Umgebungstemperatur und Größe der Kühlfläche

OC 832 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Emitter- und Basiselektrode sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Der Kollektor ist mit dem Gehäuse leitend verbunden. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig. Für isolierten Einbau werden eine Glimmerscheibe und zwei Befestigungsschrauben aus Kunststoff mitgeliefert.

Verwendung

Leistungstransistor für 30 V — Schalteranwendungen.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

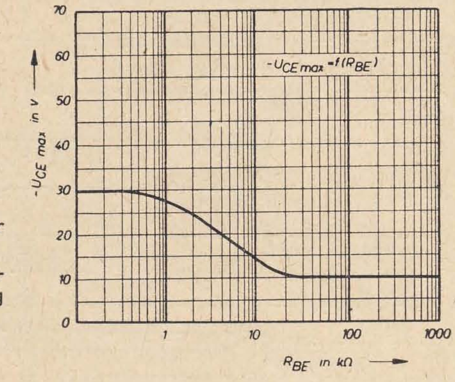
Statische Meßwerte

Kollektorreststrom			
($-U_{CB} = 6$ V, $-I_E = 0$)	$-I_{CBO}$	≦	30 μA
($-U_{CE} = 6$ V, $-I_B = 0$)	$-I_{CEO}$	≦	1000 μA
($-U_{CE} = 6$ V, $U_{BE} = 0$)	$-I_{COK}$	≦	100 μA
Kollektorrestspannung			
($-I_C = 1$ A, $-U_{CE} = -U_{BE}$)	$-U_{CEO}$	≦	1 V
Basisstrom			
($-U_{CE} = 7$ V, $-I_C = 100$ mA)	$-I_B$	≦	5 mA
($-U_{CE} = 2$ V, $-I_C = 500$ mA)	$-I_B$	≦	42 mA

Grenzwerte

Kollektorstrom	$-I_{Cmax}$	=	1 A
Emitterstrom	I_{Emax}	=	1,2 A
Kollektorspannung	$-U_{CBmax}$	≦	30 V
	$-U_{CEmax}$	≦	30 V
[s. Diagramm $-U_{CEmax} = f(R_{BE})$]			
Emitterspannung	U_{BEmax}	=	10 V
Verlustleistung (s. Diagramm)	P_{max}	=	f (T_a)
Wärmewiderstand	k_1	=	20 °C/W
Sperrschichttemperatur	T_{jmax}	=	75 °C
Umgebungstemperatur	T_{amax}	=	65 °C

Die im Diagramm $P_{max} = f(T_a)$ dargestellten Geraden gelten für quadratische Kühlbleche in horizontaler Lage bei isolierter Montage der Transistoren unter Verwendung einer 0,1 mm dicken Glimmerscheibe.



Abhängigkeit der maximal zulässigen Kollektorsperrspannung vom Eingangsabschlußwiderstand

Die Abmessungen, die Kennlinienfelder in Basis- und Emitterschaltung sowie die Abhängigkeit der Verlustleistung von der Umgebungstemperatur und Größe der Kühlfläche sind die gleichen wie beim Transistor OC 831 (siehe Seite 545 und 546).

Eisenlose Endstufe mit Transistoren

Teil 1

KLAUS DANNOWSKI

Seit Jahren besteht in der Verstärkertechnik die Tendenz, für hochwertige Wiedergabeanlagen den mit Mängeln behafteten Ausgangsübertrager wegfallen zu lassen. Röhrenschaltungen mit eisenloser Endstufe finden ständig zunehmende Verbreitung. Während die erforderlichen Lautsprecherimpedanzen bei Röhren wegen der hohen Spannungs- und der kleinen Stromwerte verhältnismäßig hoch liegen, erlauben Schaltungen mit Transistoren häufig die Verwendung üblicher niederohmiger Lautsprecher. Bei dem geringen Raumbedarf und kleinem Gewicht von Transistorgeräten ist der Fortfall des oft schweren und ziemlich umfangreichen Ausgangsübertragers besonders angenehm.

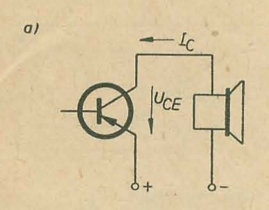
Hinzu kommen die aus der Röhrentechnik bekannten Vorteile eisenloser Endstufen:

1. Keine linearen und nichtlinearen Verzerrungen des Ausgangsübertragers,

2. Möglichkeit einer großzügigen Gegenkopplung wegen des Wegfallens unübersichtlicher Phasendrehungen durch den Ausgangsübertrager,

3. keine Leistungsverluste durch den Ausgangsübertrager.

So wurden in letzter Zeit z. B. Transistorverstärker mit Ausgangsleistungen bis zu 10 W bei einem Klirrfaktor von weniger als 0,25% und einem Frequenzumfang von 30 Hz ··· 20 kHz bekannt, die ohne Ausgangsübertrager arbeiten [1, 2].



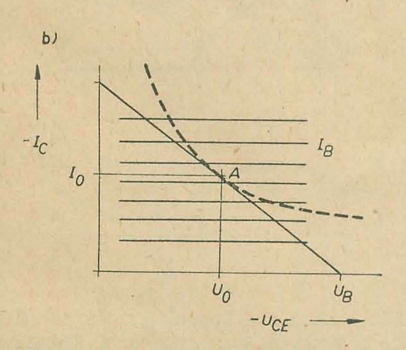


Bild 1: a) Transistorstufe in A-Betrieb, b) Lage des Arbeitspunktes im Kennlinienfeld

Schaltungsauswahl für die Endstufe

Der Lautsprecher ist bei tiefen Frequenzen ein rein ohmscher Verbraucher. Erst bei höheren Frequenzen kommt eine induktive Komponente hinzu.

Die Verhältnisse für eine Leistungsstufe in A-Betrieb sind aus Bild 1 b ersichtlich. Um die maximale Ausgangsleistung zu erzielen, muß der Arbeitspunkt A auf der Verlusthyperbel des Transistors liegen:

$$P_C = U_0 \cdot I_0 = P_{Cmax}. \qquad (1)$$

Unter Vernachlässigung der Kollektorrestspannung wird die maximale Ausgangswechselspannung dann erreicht, wenn am Lautsprecherwiderstand die Hälfte der Batteriespannung abfällt:

$$U_0 = \frac{1}{2} U_B. \qquad (2)$$

Dabei muß die Batteriespannung unterhalb des zulässigen Grenzwertes U_{Cmax} für die Kollektorspannung bleiben.

Aus der zum so festgelegten Arbeitspunkt gehörenden Arbeitsgeraden findet man den optimalen Arbeitswiderstand:

$$R_{Lopt} = \frac{U_0}{I_0} = \frac{U_B^2}{4 P_C}. \qquad (3)$$

Für einen Leistungstransistor mit einer Verlustleistung $P_C = 4$ W wird bei $U_B = 8$ V $R_L = 4\ \Omega$.

Ohne Berücksichtigung von Verzerrungen ist die maximale Wechselstromleistung dann:

$$P_{\sim max} = \frac{1}{2} \cdot I_0 \cdot U_0 = \frac{1}{2} P_C, \qquad (4)$$

im Beispiel also 2 W, während die Endstufe aus der Batterie die Gleichstromleistung

$$P_- = U_B \cdot I_0 = 2 \cdot P_C \qquad (5)$$

aufnimmt.

Der Wirkungsgrad beträgt jedoch maximal nur 25%.

$$\eta_{max} = \frac{P_{\sim max}}{P_-} = \frac{1}{4}. \qquad (6)$$

Für batteriebetriebene Geräte ist dieser Wirkungsgrad recht gering. Als weiterer Nachteil ist anzusehen, daß der Lautsprecher mit einer Gleichstromleistung in doppelter Höhe der Nutzleistung vorbelastet wird. Die Schwingspule müßte dazu geeignet justiert und außerdem für eine Belastung von

$$P_S = \sqrt{P_C^2 + P_\sim^2} = \frac{\sqrt{5}}{2} \cdot P_C = 1{,}12\, P_C \qquad (7)$$

— im Beispiel 4,5 W — ausgelegt werden. Die Forderung nach Gleichstromfreiheit der Schwingspule läßt sich durch Brückenschaltungen erfüllen.

Eine gelegentlich auch für Transistoren verwendete Brückenschaltung mit vier gesteuerten Elementen ist im Bild 2a dargestellt. Nachteilig ist hier, daß vier Leistungstransistoren erforderlich sind, wodurch sich allerdings eine entsprechend größere Sprechleistung ergeben würde. Die Schaltung arbeitet auch dann noch, wenn nur der linke Teil gesteuert wird. Dazu muß Punkt b auf dem halben Wert von U_B gehalten werden. So entsteht die Variation nach Bild 2b, die jedoch zwei Batterien erfordert. Da durch den Lautsprecher kein Gleichstrom fließt, wird an den Verhältnissen nichts geändert, wenn ein für die tiefste Frequenz noch ausreichend großer Kondensator in die Lautsprecherleitung gelegt wird. Dann ist es aber auch gleichgültig, ob der Lautsprecher an Punkt b' oder an c liegt. Im Bild 2c entfällt demnach der Mittelabgriff an der Batterie. Das ist die für eisenlose Endstufen gebräuchliche Prinzipschaltung.

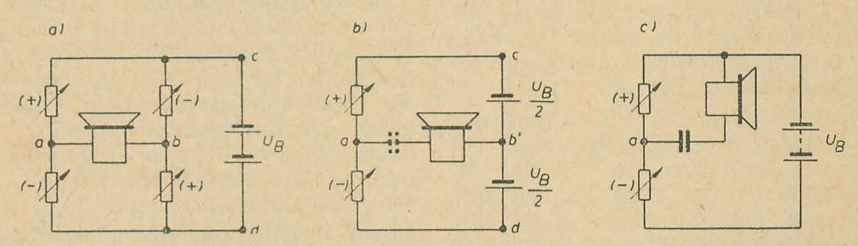
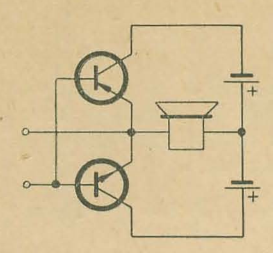


Bild 2: Brückenschaltung für die Endstufe (die Vorzeichen geben die Phasenlage der Widerstandsänderung an), a) vier gesteuerte Elemente und eine Batterie, b) zwei Elemente und zwei Batterien, c) zwei Elemente und eine Batterie

Steuerung der Endtransistoren

Um einen guten Wirkungsgrad zu erreichen, arbeiten die Transistoren in Gegentakt-B-Schaltung. Im unausgesteuerten Zustand sind beide Transistoren hochohmig. Für die positive Halbwelle der Ausgangsspannung wird der Widerstand des unteren Transistors herabgesetzt, während der obere Transistor sperrt. Während der negativen Halbwelle ist der Vorgang umgekehrt.

Besonders einfach würde sich die Steuerung der Transistoren gestalten, wenn ein pnp-Transistor und ein komplementärer npn-Transistor eingesetzt würden (Bild 3). Dann müßte allerdings die Prinzipschaltung nach Bild 2b vorausgesetzt werden. Die Basisanschlüsse beider Transistoren werden miteinander verbunden und gemeinsam gesteuert. Da jedoch kein geeignetes Transistorpaar zur Verfügung stand, mußten zwei pnp-Transistoren verwendet werden (Bild 4). Die beiden Tran-


Bild 3: Endstufe mit komplementärem Transistorpaar

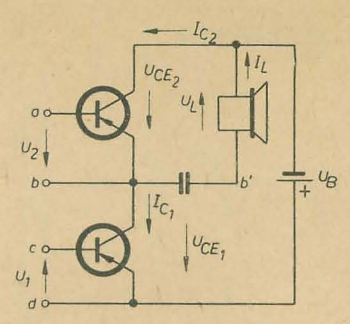


Bild 4: Endstufe mit zwei pnp-Transistoren

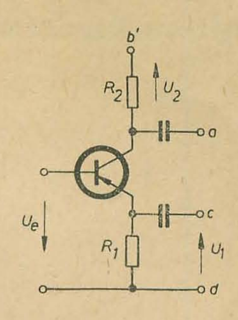


Bild 5: Phasenumkehrstufe

sistoren müssen eine gegenphasige Steuerspannung erhalten, wobei U_2 zwischen den Punkten a und b wirken muß. Bei A-Betrieb könnte U_2 durch Spannungsteilung direkt aus U_L gewonnen werden. Im B-Betrieb ist der untere Transistor jedoch für die entsprechende Halbwelle gesperrt, so daß U_2 nicht von U_L abgeleitet werden kann. In der angelsächsischen Literatur wird zur Erzeugung dieser gegenphasigen Spannung U_2 häufig die Verwendung eines komplementären npn-Transistors angegeben.

Hier wurde ein anderer Weg beschritten, der auch aus der Schaltungstechnik der eisenlosen Röhrenendstufe bekannt ist. Im Bild 5 ist eine Phasenumkehrstufe dargestellt [3]. Die Stufe erhält ihre Speisespannung vom Punkt b' (Bild 4). Dieser Gleichspannung ist die Wechselspannung U_L überlagert. Da der Ausgangswiderstand des Transistors groß ist — durch die Gegenkopplung an R_1 wird er sogar noch weiter vergrößert —, werden die Widerstände R_1 und R_2 nur von einem durch Basisstrom und Stromverstärkung festgelegten Gleichstrom, nicht aber von einem von U_L abhängigen Wechselstrom durchflossen. Folglich tritt an R_2 auch kein Wechselspannungsabfall auf, so daß die volle Spannung U_L ebenfalls an a erscheint. Eine Veränderung der Eingangsspannung U_e der Phasenumkehrstufe verändert jedoch die Gleichspannungsabfälle an R_1 und R_2. Diese Änderungen stellen somit die Spannungen U_1 und U_2 dar und steuern die beiden Endtransistoren gegenphasig.

Im Bild 6 sind die Strom- und Spannungsverläufe in der Endstufe aufgetragen. Im Ruhezustand fällt über jedem Transistor die Hälfte der Batteriespannung U_B ab. Symmetrisch zu diesem Wert erfolgt die Aussteuerung bis zu einem restlichen Wert U_{CR}, der im Grenzfall gleich der dann vom Spitzenstrom I_{Cmax} abhängigen Kollektorrestspannung U_{CEO} werden kann. Kurve c veranschaulicht die Kollektorströme unter der vereinfachenden Voraussetzung eines linearen Zusammenhangs zwischen Kollektorstrom und Basis-Emitterspannung. In Wirklichkeit ergeben sich für kleinere Ströme stärkere Kennlinienkrümmungen, so daß sich die Überlappungen zu einem geschlossenen Verlauf mit besserer Linearität überlagern. Unter dieser Annahme ergibt sich für den Lautsprecherstrom der Verlauf nach d. Es ist zu erkennen, daß der Gleichstrom aus der Batterie nur während einer Halbwelle aufgenommen wird, während in der zweiten Halbwelle über den oberen Transistor die Kondensatorladung ausgeglichen wird.

Batteriespannung und Lautsprecherwiderstand

Für Transistoren bestehen Grenzwerte für den Kollektorspitzenstrom I_{Cmax}, die Kollektorspitzenspannung U_{Cmax} und die vom Transistor aufgenommene Verlustleistung P_C, die nicht überschritten werden dürfen. Im Bild 6b ist abzulesen, daß die Kollektorspitzenspannung nahezu gleich der Batteriespannung wird. Für Transistoren vom Typ OC 820 und OC 821 darf U_B 20 V nicht überschreiten.

Der Kollektorspitzenstrom I_{Cmax} entspricht in guter Näherung dem Scheitelwert $\hat{I}_L$ des Lautsprecherstromes, da für den vorausgesetzten B-Betrieb der Ruhestrom I_{CO} nur klein ist.

Mit $\hat{U}_L$ und $\hat{I}_L$ ist der Lautsprecherwiderstand R_L festgelegt, wobei die Grenzwerte eingehalten werden müssen.

$$R_L = \frac{\hat{U}_L}{\hat{I}_L} = \frac{U_{Lmax}}{I_{Cmax}}.$$

Für den Transistor OC 820 ist der Grenzwert für $I_{Cmax} = 150$ mA. Ein geringfügiges Überschreiten dieses Wertes ist eventuell vertretbar, empfiehlt sich aber wegen der stark zunehmenden Restspannung U_{CR} nicht, da dann die Verluste schnell ansteigen und der Wirkungsgrad absinkt. Neben Spitzenspannung und Spitzenstrom ist die aufgenommene Verlustleistung zu beachten. Der obere Transistor nimmt in jedem Augenblick die momentane Verlustleistung

$$d P_{C_2} = I_{C_2} \cdot U_{CE_2} \qquad (9)$$

auf. Diese wird in der zweiten Halbwelle zu Null, da dann praktisch kein Strom aufgenommen wird. Unter Vernachlässigung des Ruhestromes I_{CO} erhält man während der ersten Halbwelle

$$d P_{C_2} \triangleq P_{V_2}(\omega t)$$
$$= \hat{I}_L \cdot \sin \omega t \cdot \left(\frac{1}{2} U_B - \hat{U}_L \cdot \sin \omega t\right) \cdot$$

Als zweckmäßige Abkürzungen werden eingeführt:

$$\omega t = \alpha$$

und

$$m = \frac{2 \hat{U}_L}{U_B} \qquad (10)$$

$$P_{V_2}(\alpha) = \frac{1}{2} \cdot \hat{I}_L \cdot U_B (1 - m \cdot \sin \alpha) \cdot \sin \alpha$$
$$= \frac{1}{2} \cdot \hat{I}_L \cdot U_B$$
$$\left(\sin \alpha - \frac{m}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\alpha\right) \qquad (11)$$

Durch Mittelwertbildung ergibt sich die im Transistor umgesetzte Verlustleistung:

$$P_{C_2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha=0}^{\pi} P_{V_2}(\alpha)\, d\alpha$$
$$= \hat{I}_L \cdot U_B \cdot \frac{4 - m \cdot \pi}{8 \cdot \pi}. \qquad (12)$$

Das gleiche findet man für den unteren Transistor:

$$P_{C_1} = P_{C_2} = P_C.$$

Aus den Gleichungen (8) und (10) folgt für $\hat{I}_L$:

$$\hat{I}_L = \frac{\hat{U}_L}{R_L} = \frac{m \cdot U_B}{2 \cdot R_L}. \qquad (13)$$

Eingesetzt in Gleichung (12):

$$P_C = \frac{U_B^2}{16 \cdot \pi \cdot R_L} \cdot (4\,m - m^2 \cdot \pi). \qquad (14)$$

In Abhängigkeit von m durchläuft dieser Ausdruck für $m = \frac{2}{\pi}$ ein Maximum, dessen Wert um 48% über dem für $m = 1$ liegt. Wegen der Kollektorrestspannung $U_{CEO} \approx 0{,}5$ V ist aber $m = 1$

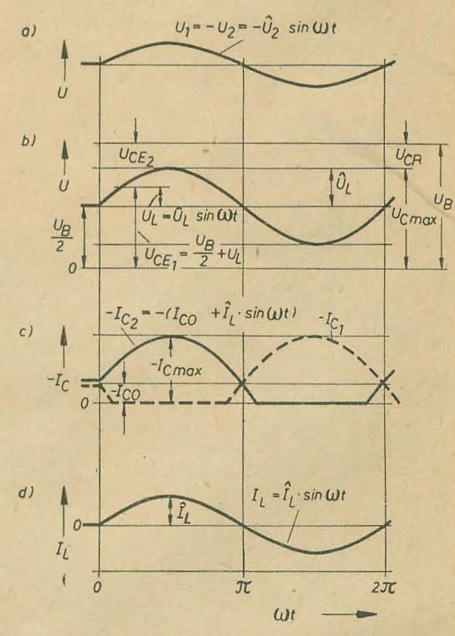


Bild 6: Ströme und Spannungen in der Endstufe, a) Basis-Emitterspannung, b) Kollektorspannung, c) Kollektorstrom, d) Lautsprecherstrom

nicht ganz zu erreichen, so daß der Unterschied bereits kleiner wird. Zum anderen werden bei der Wiedergabe von Sprache und Musik diese m-Werte nur selten erreicht, so daß es vertretbar ist, die Verhältnisse bei Vollaussteuerung ($m = m_{max}$) zu betrachten.

Im Interesse einer möglichst niedrigen Lautsprecherimpedanz wird man die Stufe so dimensionieren, daß der Grenzwert für I_{Cmax} ausgenutzt wird, wobei dann allerdings schon ein erheblicher Klirrfaktor auftreten kann, der aber durch Gegenkopplung des Verstärkers verringert wird.

Der Maximalwert von m wird nach Gleichung (10) unter Berücksichtigung der Kollektorrestspannung U_{CEO}

$$m_{max} = \frac{2\,U_{Lmax}}{U_B} = \frac{2\left(\frac{1}{2}\cdot U_B - U_{CEO}\right)}{U_B}$$

$$= 1 - \frac{2\cdot U_{CEO}}{U_B}. \qquad (15)$$

Nach Einsetzen von P_{Cmax}, I_{Cmax} und m_{max} in Gleichung (12) liefert die Batteriespannung U_{Bmax}:

$$U_{Bmax} = \frac{P_{Cmax}/I_{Cmax} - U_{CEO}/4}{\frac{1}{2\pi} - \frac{1}{8}}$$

$$= 29{,}2\cdot\left(\frac{P_{Cmax}}{I_{Cmax}} - \frac{U_{CEO}}{4}\right). \qquad (16)$$

Für einen Transistor OC 820 und OC 821 mit $P_{Cmax} = 0{,}1$ W, $I_{Cmax} = 0{,}15$ A und $U_{CEO} = 0{,}5$ V ist danach $U_{Bmax} = 15{,}8$ V ≈ 16 V. Damit bleibt die zulässige Kollektorspitzenspannung noch über diesem Wert, stellt also keine Begrenzung dar. Ferner ist $m_{max} = 0{,}938$.

Aus Gleichung (13) erhält man den Lautsprecherwiderstand

$$R_L = \frac{m_{max}\cdot U_{Bmax}}{2\cdot I_{Cmax}} = \frac{\frac{1}{2}\cdot U_{Bmax} - U_{CEO}}{I_{Cmax}}$$

$$= 50\,\Omega. \qquad (17)$$

Das Maximum der Verlustleistung je Transistor für $m = \frac{2}{\pi}$ ergibt sich damit aus Gleichung (14) zu

$$P_{C'max} = \frac{U_B^2}{4\,\pi^2\cdot R_L} = 130\text{ mW}. \qquad (18)$$

Soll in diesem ungünstigsten Falle gerade die volle Verlustleistung erreicht werden (für Stufen in denen während längerer Zeiten mit konstanter Aussteuerung zu rechnen ist), so muß U_{Bmax} auf [Umstellen von Gleichung (12) für $m = \frac{2}{\pi}$]

$$U_{B'max} = \frac{4\,\pi\cdot P_{Cmax}}{I_{Cmax}} = 8{,}4\text{ V} \qquad (19)$$

und der Lautsprecherwiderstand auf

$$R_L' = \frac{\frac{1}{2}\cdot U_{B'max} - U_{CEO}}{I_{Cmax}} \approx 25\,\Omega$$

reduziert werden. Entsprechend Gleichung (18) könnte natürlich auch bei Vergrößerung des Lautsprecherwiderstandes U_B beibehalten werden. Der höhere Widerstand wird nicht immer erwünscht sein, jedoch ist der Leistungsrückgang geringer als im Fall der verringerten Batteriespannung.

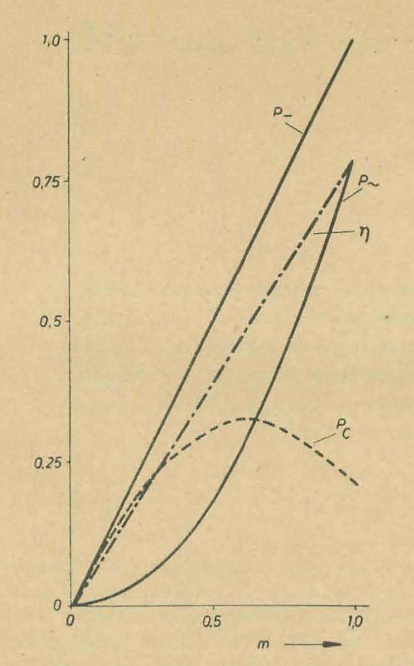


Bild 7: Batterieleistung, Nutzleistung und Verlustleistung, bezogen auf die maximale Batterieleistung und Wirkungsgrad eines B-Verstärkers in Abhängigkeit von der Aussteuerung

Abgegebene Leistung und Wirkungsgrad

Die an den Lautsprecher abgegebene Leistung berechnet sich zu

$$P_\sim = \frac{1}{2}\cdot \hat{I}_L\cdot \hat{U}_L,$$

für Vollaussteuerung

$$P_{\sim max} = \frac{U_{L\,max}^2}{2\cdot R_L}, \qquad (20)$$

unter Einsetzen von Gleichung (10)

$$P = \frac{m^2\cdot U_B^2}{8\cdot R_L}. \qquad (21)$$

Für Vollaussteuerung beträgt im Beispiel $P_{\sim max} = 560$ mW, für die reduzierten Werte $P'_{\sim max} = 275$ mW. Dabei ist ohne Gegenkopplung allerdings ein beträchtlicher Klirrfaktor zu erwarten.

Den aufgenommenen Gleichstrom findet man durch Mittelwertbildung über I_{C_2}, wobei der Ruhestrom vernachlässigt werden soll.

$$I_- = \frac{1}{2\pi}\int_0^\pi \hat{I}_L\cdot\sin\alpha\,d\alpha$$

$$= \frac{1}{\pi}\cdot\hat{I}_L = \frac{m}{\pi}\cdot\frac{U_B}{2\,R_L}. \qquad (22)$$

Im Beispiel ist bei Vollaussteuerung $I_- = 45$ mA.

Der Fehler durch die Vernachlässigung wirkt sich so aus, daß I_- für kleine Aussteuerungen nicht den Wert 0 sondern I_{CO} annimmt. Mit der aufgenommenen Gleichstromleistung

$$P_- = I_-\cdot U_B \qquad (23)$$

folgt für den Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_\sim}{P_-} = \frac{1}{4}\cdot m\cdot\pi. \qquad (24)$$

Wegen der Vernachlässigung des Ruhestromes I_{CO} ist der Wirkungsgrad für kleine Werte von m allerdings noch etwas niedriger, als nach Gleichung (24).

Der maximale Wirkungsgrad von 78,5% kann wegen $m_{max} < 1$ nicht ganz erreicht werden. Im ersten Fall beträgt $\eta_{max} = 73{,}5\%$, im zweiten $\eta'_{max} = 69\%$.

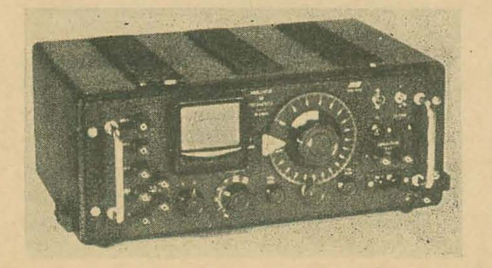
Im Gegensatz zu Stufen mit Ausgangsübertrager wird die so ermittelte Leistung direkt an den Lautsprecher abgegeben. Der Nachteil gegenüber einer Endstufe mit Ausgangsübertrager ist, daß für die eisenlose Endstufe die doppelte Batteriespannung erforderlich wird. Der Raumbedarf für die Batterien bleibt jedoch der gleiche, wenn die gleiche Betriebsstundenzahl angesetzt werden soll, da ja nur die halbe Stromstärke aufgenommen wird. Unter Berücksichtigung des Gesamtwirkungsgrades schneidet die eisenlose Stufe weit besser ab.

Schluß folgt

Frequenzanalysator F. A. H. 17

Auf der Ausstellung „La Mesure Française" in Moskau wurde von der Firma Laboratoire Electro-Acoustique ein qualitativ hochwertiger Frequenzanalysator ausgestellt.

Dieses Gerät dient dazu, die Komponenten eines Frequenzspektrums zu messen, dessen Grundfrequenz 50 Hz beträgt. Hierbei überlagert man eine Spannung veränderlicher Frequenz, die einem in das Gerät eingebauten Präzisionsgenerator entnommen wird, dem zu untersuchenden Frequenzspektrum. Nach Gleichrichtung des Spannungsgemisches wird die resultierende Spannung einem selektiven Verstärker mit Zeigerinstrument zugeleitet. Um die Analyse durchzuführen, verändert man die Frequenz des eingebauten Generators. Jedesmal, wenn die Differenz zwischen dieser veränderlichen Frequenz und einer der Komponenten des Spektrums in das Band des Verstärkers fällt, gibt das Meßinstrument einen der Komponente proportionalen Ausschlag.



Der Analysator ermöglicht es, sowohl alle Komponenten, eine nach der anderen, zu messen, wie auch eine einzige im Verlauf der Zeit zu beobachten. Falls die Beobachtungen sich über längere Zeit erstrecken, kann ein Schreiber an die Ausgangsklemmen des Analysators angeschlossen werden.

Antennenenergieleitungen für VHF und UHF

KLAUS K. STRENG

Der folgende Beitrag beschäftigt sich mit Leitungen zwischen Antennen und Empfänger im Bereich der Meter- und Dezimeterwellen (VHF und UHF). Probleme der Sendetechnik werden, wegen ihrer geringeren allgemeinen Bedeutung, nicht ausdrücklich behandelt. Neben einer kurzen theoretischen Betrachtung verschiedener Probleme bei derartigen Leitungen werden Werte praktisch ausgeführter Leitungen und Dimensionierungshinweise für die Praxis angegeben.

Die Antenne bei den verschiedenen Frequenzbereichen

Erst durch die Einführung des UKW-Rundfunks und besonders des Fernsehens erhielten Antennenprobleme für die allgemeine Rundfunkempfangstechnik wieder eine größere Bedeutung. Die Empfindlichkeit der Empfänger einerseits und die hohen Feldstärken andererseits machen im Mittel- und Langwellenbereich meist den Aufbau einer Außenantenne überflüssig (Verwendung einer Ferritantenne). Im Kurzwellenbereich kommt man — soweit der durchschnittliche Rundfunkhörer überhaupt diesen Wellenbereich empfängt — mit Behelfsantennen aus: ein Stück Draht.

Völlig anders liegen die Verhältnisse im Bereich der VHF und UHF. Auf Grund der besonderen Ausbreitungsverhältnisse dieser Wellen ist der Empfang nur in relativ geringer Entfernung vom Sender möglich; die am Empfangsort auftretenden Feldstärken sind meist sehr schwach. Die Empfängereingänge sind nicht mehr beliebig hochohmig. Das Rauschen der ersten Röhre nimmt bereits störende Werte an, was allerdings weniger durch die Höhe der empfangenden Frequenz, als durch die große Bandbreite der zu empfangenden Modulation verursacht ist (FM-Hörrundfunk: $\geqq$ 150 kHz, Fernsehen: $\approx$ 7 MHz).

In diesen Frequenzbereichen ist es also erforderlich, dem Empfängereingang ein Optimum der von der Antenne aufgenommenen Energie zuzuführen. Anpassung zwischen Antenne und Empfänger ist dazu Bedingung. Man arbeitet stets mit unabgestimmten Energieleitungen. Ihr Mechanismus und ihre Wirkungsweise sollen deshalb näher untersucht werden.

Der Wellenwiderstand der Energieleitung

UKW- und besonders TV-Antennen lassen sich mit gewissen Einschränkungen als Generatoren mit reellen Innenwiderständen betrachten (die erwähnten Antennen sind ja auf die Mittenfrequenz des zu empfangenden Bereiches abgestimmt). An diesen Generator gilt es, den „Lastwiderstand", nämlich den Empfängereingang, richtig anzupassen. Dazu muß der letztere einen reellen Eingangswiderstand von der gleichen Größe wie der Fußpunktwiderstand der Antenne besitzen. Erst dann ist die allgemeine Anpassungsbedingung $R_i = R_a$ erfüllt, und es spielt für die zu übertragende Energie keine Rolle, ob die Widerstände beide gleich groß oder gleich klein sind. Dieser Forderung für den Empfängereingang kann man näherungsweise nachkommen: Der Eingangswiderstand der Empfängerröhren ist annähernd reell, Schwingkreise im Eingang werden auf Resonanz abgestimmt, besitzen also ebenfalls einen reellen (Resonanz-) Widerstand. Durch das Vorschalten entsprechender Eingangsübertrager läßt sich der Widerstand in gewissen Größenordnungen transformieren. Zwischen Antenne und Empfänger liegt jedoch die Energieleitung. Diese kann man als Übertragungsvierpol auffassen und dementsprechend mathematisch behandeln. Die Verhältnisse zeigt Bild 1. Jede Leitung besitzt einen Widerstand (Verlustwiderstand der Leiter, zuzüglich der durch den Skineffekt bewirkten Widerstandserhöhung), eine Induktivität, eine Kapazität der beiden Leiter gegeneinander und schließlich einen Verlustwiderstand zwischen den Leitern selbst (Ableitung). Wir können uns diesen durch die Isolationsverluste, durch die Verluste im Dielektrikum zwischen den Leitern usw., entstanden vorstellen. Bild 2b gibt ein nur unvollständig zutreffendes Ersatzschaltbild der Leitung wieder: In Wirklichkeit treten alle Komponenten auf jedem Stück der Leitung auf, es ist unmöglich, sie meßtechnisch voneinander zu trennen (Bild 2a). Widerstand R, Induktivität L, Kapazität C und Ableitung G sind unmittelbar proportional zur Leitungslänge. Man könnte ihre jeweiligen Gesamtwerte für jede Leitungslänge angeben, oder — was praktischer ist — für eine Leitung bestimmter Länge als spezifische Leitungs-„konstanten". Um dann eine beliebig lange Leitung zu beschreiben, braucht man nur noch die spezifischen Leitungskonstanten mit der Leitungslänge zu multiplizieren.

Beispiel: Ein bestimmter Leitungstyp hat die Leitungskonstante 20 pF/m. Eine Leitung desselben Typs von 30 m Länge hat die Gesamtkapazität $30 \cdot 20 = 600$ pF.

Aus der Übertragungstechnik ist bekannt, daß jede Leitung einen spezifischen Wellenwiderstand besitzt. Dieser Wellenwiderstand ist eine wichtige Kenngröße, besitzt jedoch keine physikalische Realität. Er hat auch keinen unmittelbaren Einfluß auf die in der Leitung entstehenden Verluste, bzw. sein Wert sagt noch nichts über die Qualität der Leitung aus. Es läßt sich zeigen, daß ein Optimum zwischen Generator (Antenne) und Empfänger erst dann übertragen wird, wenn Generator-, Empfänger- und Wellenwiderstand des Übertragungsvierpols den gleichen Wert besitzen. (Der in diesem Zusammenhang bedeutungslose Fall des unsymmetrischen Übertragungsvierpols sei hier übergangen.)

Daraus ergibt sich eine Schlußfolgerung für die Praxis: Aus wirtschaftlichen Gründen ist es nicht möglich, Leitungstypen für jeden beliebigen Wellenwiderstand zu bauen. Man gelangte deshalb relativ frühzeitig zu einer gewissen „Standardisierung": Paralleldrahtleitungen (Bandleitungen) werden im allgemeinen mit Wellenwiderständen um 240 ··· 300 Ω ausgeführt, Koaxialkabel mit solchen von 50 ··· 70 Ω. Diese Festlegung erfolgte nicht willkürlich (man hätte ja dann auch gerade Werte nehmen können), sondern ergibt technologisch leicht zu beherrschende Abmessungen und relativ geringe Verluste.

Der Wellenwiderstand steht in festem mathematischen Verhältnis zu den Leitungskonstanten. Es ist:

$$|\mathfrak{Z}| = \sqrt[4]{\frac{(R^2 + \omega^2 L^2)^2}{(G^2 + \omega^2 C^2)^2}}. \quad (1)$$

Darin bedeuten:

- ω die Kreisfrequenz der zu übertragenden Wechselspannung,
- R der Widerstand der Leitung in Ω,
- L die Induktivität der Leitung in H ($\triangleq$ Ω s),
- C die Kapazität der Leitung in F ($\triangleq$ Ω^{-1} s), und
- G die Abteilung der Leitung in S ($\triangleq$ Ω^{-1}).

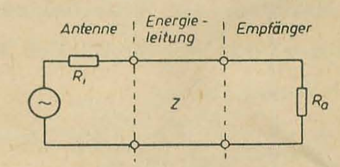


Bild 1: Vierpoldarstellung der Energieleitung zwischen den beiden Zweipolen Antenne (Generator) und Empfänger (Abschlußwiderstand)

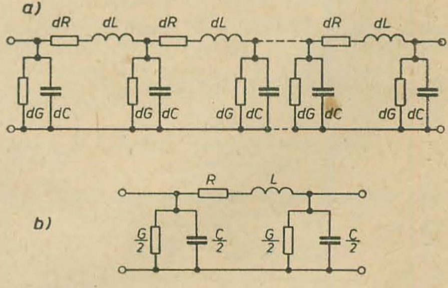


Bild 2:

a) Tatsächliches Ersatzschaltbild der Energieleitung

b) Vereinfachtes Ersatzschaltbild der Energieleitung (als π-Glied)

Folgende Vereinfachung ist möglich. Mit den Leitungskonstanten einer handelsüblichen Leitung:

$$R = 30\ \Omega/\text{km},\quad L = 8 \cdot 10^{-4}\ \text{H/km},$$
$$G = 10^{-6}\ \text{S/km},\quad C = 20 \cdot 10^{-9}\ \text{F/km}$$

(die Werte sind stark abgerundet), und der Betriebsfrequenz von 50 MHz, entsprechend einer Kreisfrequenz ω von $3{,}14 \cdot 10^8\ \text{s}^{-1}$, ist, ohne mit Gleichung 1 den Betrag des Wellenwiderstandes auszurechnen, sofort zu erkennen, daß $R \ll \omega L$ und $G \ll \omega C$ ist. Für höhere Frequenzen wird der Unterschied noch größer. R ist also ohne weiteres gegenüber ωL, G gegenüber ωC vernachlässigbar. Gleichung 1 wird dann:

$$|\mathfrak{Z}| = \sqrt{\frac{j\omega L}{j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}} = Z. \qquad (1\text{a})$$

In dieser Form ist die Gleichung dem Praktiker allgemein bekannt. Der Wellenwiderstand der Leitung ist damit:

$$Z = \sqrt{\frac{8 \cdot 10^{-4}\ \Omega\,\text{s}}{20 \cdot 10^{-9}\ \Omega^{-1}\text{s}}} = 200\ \Omega.$$

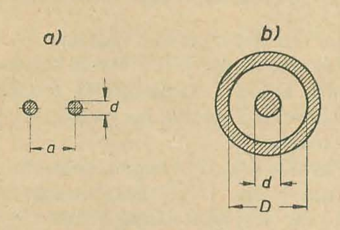


Bild 3: Bezeichnungen, a) bei Bandleitung und b) Koaxialkabel

Beide Gleichungen gelten für gestreckte Leiter aus nichtferromagnetischem Material. Bei Antennenenergieleitungen sind diese Bedingungen immer erfüllt.

Für die Kapazität der Leiter gegeneinander gilt

bei der Bandleitung:

$$C \approx \varepsilon_r \frac{l}{8{,}3 \cdot \lg\left(\frac{2\,a}{d}\right)} \cdot 10^{-12} \qquad (4)$$

und beim Koaxialkabel:

$$C = \varepsilon_r \frac{l}{4{,}15 \cdot \lg\left(\frac{D}{d}\right)} \cdot 10^{-12}. \qquad (5)$$

(Alle Abmessungen in cm, das Resultat erhält man in F.) ε_r ist die Dielektrizitätskonstante des Isoliermaterials.

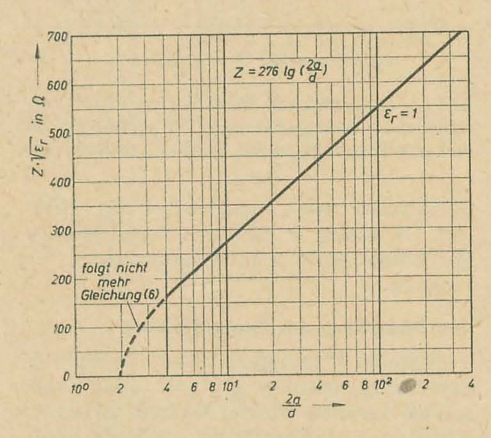


Bild 4: Abhängigkeit des Wellenwiderstandes bei Bandleitungen vom Verhältnis $\frac{2a}{d}$ ($\varepsilon_r = 1$)

Minima und Maxima im Abstand $\lambda/4$ auf. Das Vorhandensein von derartigen „stehenden Wellen" ist also ein Zeichen einer Fehlanpassung. Man kann sogar aus dem Verhältnis von Spannungsmaxima und -minima Rückschlüsse auf den Grad der Fehlanpassung ziehen. Unter den verschiedenen Maßen der Fehlanpassung und ihren Definitionen hat sich in der Antennentechnik das sogenannte Stehwellenverhältnis

$$m = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{Z}{R_a} \quad (\text{für } R_a < Z)$$

und

$$m = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{R_a}{Z} \quad (\text{für } Z < R_a)$$

eingeführt. (Statt m wird auch das Symbol s gelegentlich verwendet.) Bei idealer Anpassung ist demnach $m = 1$. Für Hörrundfunkzwecke ist $m < 2$ zulässig, beim Fernsehempfang sollte m den Wert 1,5 nicht übersteigen.

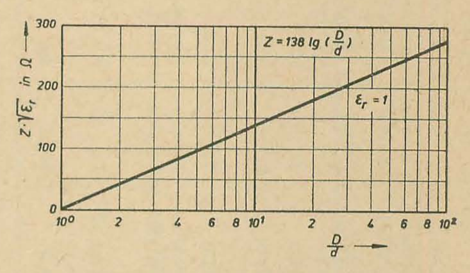


Bild 5: Abhängigkeit des Wellenwiderstandes bei Koaxialkabeln vom Verhältnis $\frac{D}{d}$ ($\varepsilon_r = 1$)

Entsprechend Gleichung 1a läßt sich der Wellenwiderstand einfach berechnen. Das Verfahren eignet sich besonders für Kabel unbekannter Herkunft, dessen Wellenwiderstand zu bestimmen ist. Man mißt hierzu an einem ausreichend langen Musterstück die Induktivität (der Meßbrücke abgewandtes Kabelende kurzschließen) sowie die Kapazität und errechnet nach (1a) den Wellenwiderstand. Oft steht der Techniker vor der Aufgabe, ein Leitungsstück mit vorgegebenem Wellenwiderstand aufzubauen. Der Fall tritt besonders bei Viertelwellen-Transformatoren im Antennenbau auf. Dazu ist es erforderlich, den Einfluß der geometrischen Abmessungen auf den Wellenwiderstand zu kennen. Die folgenden Ableitungen sollen sich nur auf die gebräuchlichsten Leitungsarten, die Bandleitung und das Koaxialkabel, beschränken.

Nach [1] beträgt die Induktivität einer Doppelleitung näherungsweise:

$$L = 9{,}2 \cdot l \cdot 10^{-9} \cdot \lg\left(\frac{2\,a}{d}\right). \qquad (2)$$

in Henry, wenn l (Länge), a und d (Bedeutung zeigt Bild 3a) in cm eingesetzt werden.

Für Koaxialkabel gilt näherungsweise die Gleichung:

$$L = 4{,}6 \cdot 10^{-9} \cdot l \cdot \lg\left(\frac{D}{d}\right). \qquad (3)$$

Die Dimensionen sind die gleichen wie in (2), die Bedeutung der Abmessungen zeigt Bild 3b.

Durch Division der Gleichungen 2 und 4 bzw. 3 und 5 erhält man die Gleichungen für den Wellenwiderstand der Bandleitung:

$$Z = \sqrt{\frac{9{,}2 \cdot 10^{-9} \cdot l \cdot \lg(2\,a/d) \cdot 8{,}3 \cdot \lg(2\,a/d)}{\varepsilon_r \cdot l \cdot 10^{-12}}}$$
$$= \frac{276 \cdot \lg(2\,a/d)}{\sqrt{\varepsilon_r}}; \qquad (6)$$

und des Koaxialkabels:

$$Z = \sqrt{\frac{4{,}6 \cdot 10^{-9} \cdot l \cdot \lg(D/d) \cdot 4{,}15 \cdot \lg(D/d)}{\varepsilon_r \cdot l \cdot 10^{-12}}}$$
$$= \frac{138 \cdot \lg(D/d)}{\sqrt{\varepsilon_r}}. \qquad (7)$$

Der Wellenwiderstand ist von der Länge der Leitung unabhängig. Neben dem Verhältnis D/d bzw. 2a/d spielt lediglich das Dielektrikum zwischen den Leitern eine Rolle. Die Bilder 4 und 5 zeigen die Abhängigkeit des Wellenwiderstandes von den genannten Verhältnissen für $\varepsilon_r = 1$. Im Falle eines anderen Dielektrikums ist der aus der Kurve erhaltene Wert des Wellenwiderstandes mit $\sqrt{\varepsilon_r}$ zu multiplizieren.

Anpassung und Stehwellenverhältnis

Bei Abweichung von der idealen Anpassung $R_i = Z = R_a$ wird ein Teil der Energie an R_a reflektiert. Die Spannung entlang der Energieleitung nimmt nicht — entsprechend der Dämpfung der Leitung — kontinuierlich ab, sondern weist

Betriebswellenlänge auf der Leitung

Allgemein gilt die Auffassung, elektromagnetische Wellen pflanzten sich mit etwa 300000 km/s fort. Dies gilt in Wirklichkeit nur im Vakuum, also näherungsweise auch für die Luft. Es ist einleuchtend, daß das Fortpflanzungsmedium auf die Ausbreitungsgeschwindigkeit Einfluß hat. Allgemein gilt:

$$c = \sqrt{\frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}}. \qquad (8)$$

Hierin sind: c die Ausbreitungsgeschwindigkeit in $\text{cm} \cdot \text{s}^{-1}$,

ε_0 die Konstante $1{,}256 \cdot 10^{-8}\ \text{H} \cdot \text{cm}^{-1}$,

ε_r die Dielektrizitätskonstante des Mediums,

μ_0 die Konstante $8{,}86 \cdot 10^{-14}\ \text{F} \cdot \text{cm}^{-1}$,

μ_r die Permeabilität des Leiters.

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit wäre für den Praktiker völlig uninteressant, wenn nicht von ihr die Betriebswellenlänge abhängig wäre. Bekanntlich sind Wellenlänge, Frequenz und Ausbreitungsgeschwindigkeit durch die Beziehung $\lambda = \frac{c}{f}$ miteinander verknüpft. Für ein Kabel mit Leiter aus nichtferromagnetischem Material ($\mu_r = 1$) kann man schreiben:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}. \qquad (9)$$

λ_0 ist hierin die Betriebswellenlänge im Vakuum, also die allgemein in den Sen-

Tabelle: Eigenschaften handelsüblicher Energieleitungen für Empfänger

	Band-leitung 352.0	Band-leitung 353.0	Band-leitung 892.0	Band-leitung 8011.0	Band-leitung 8012.0
Wellenwiderstand in Ω	240	240	260	95	180
Verkürzungsfaktor	0,80	0,84	0,93	0,715	0,685
Dämpfung bei 100 MHz in dB/100 m	4,75	6,9	8,6	19,8	14,6
Dielektrikum	Poly-äthylen	Poly-äthylen	Poly-vinyl-chlorid	Poly-vinyl-chlorid	Gummi
Außenabmessungen in mm	5,9 × 1,75	4,8 × 1,45	10,2 × 1,6	3,5 × 1,7	5,3 × 1,55
min. Krümmungsradius in cm	—	—	—	—	—

	Koax-kabel 001.1	Koax-kabel 003.1	Koax-kabel 005.1	Koax-kabel 016.1	Koax-kabel 024.1	Koax-kabel 2003.1	Koax-kabel 2006.1	Koax-kabel 2007.1	Koax-kabel 2008.1	Koax-kabel 2009.1	Koax-kabel 8016.1
Wellenwiderstand in Ω	60	60	60	60	60	70	75	73	72	70	150
Verkürzungsfaktor	0,66	0,66	0,66	0,66	0,64	0,66	0,66	0,862	0,66	0,66	0,84
Dämpfung bei 100 MHz in dB/100 m	6,65	8,2	11,2	5,2	10,3	8,6	10,3	3,9	5,6	3,0	8,6
Dielektrikum	Polyiso-butylen	Polyiso-butylen	Polyiso-butylen	Polyiso-butylen	Keramik-perlen	Polyiso-butylen	Polyiso-butylen	Polyiso-butylen	Polyiso-butylen	Polyiso-butylen	Poly-styrol-perlen
Außenabmessungen in mm	9,5 Ø	8,8 Ø	12,4 Ø	14,5 Ø	8,8 Ø	8,8 Ø	8,5 Ø	14,8 Ø	14,5 Ø	22,5 Ø	etwa 8,2 Ø
min. Krümmungsradius in cm	7,5	7,5	6,0	10,0	8,0	7,5	7,5	7,0	8,0	25,0	6,0

Bild 6: Theoretischer Dämpfungsverlauf verschiedener Energieleitungen in Abhängigkeit von der Frequenz (ohne Strahlungsdämpfung)

dertabellen usw. angegebene. Mit Hilfe von Gleichung 9 läßt sich beispielsweise die Länge eines $\lambda/4$-Transformators berechnen.

Die Dämpfung der Energieleitung

Von großer Wichtigkeit ist die Dämpfung der Energieleitung, gibt sie doch Aufschluß darüber, wieviel Energie zwischen Antenne und Empfänger verloren geht. Nach einer längeren Ableitung aus den allgemeinen Beziehungen der Übertragungstechnik unter den bei der Berechnung des Wellenwiderstandes erklärten Vernachlässigungen (1 und 1a) erhält man schließlich:

$$a = \frac{R}{2} \cdot \frac{1}{Z} + \frac{G}{2} \cdot Z, \qquad (10)$$

a ist hierbei die Dämpfung in Neper. Für den Fall, daß die Ableitung G sehr klein ist — was bei einwandfreiem Dielektri-

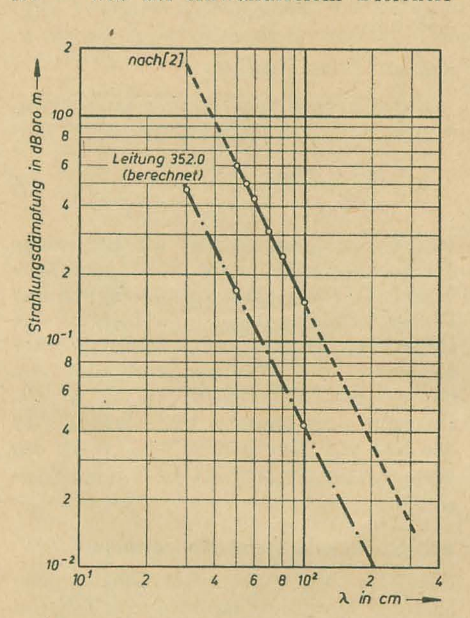


Bild 7: Strahlungsdämpfung einer 300-Ω-Bandleitung nach Schweitzer [2] und nach Gleichung (11) berechnete Strahlungsdämpfung einer 240-Ω-Bandleitung

kum der Leitung angenommen werden kann — läßt sich die Gleichung vereinfachen zu:

$$a = \frac{R}{2 \cdot Z} \text{ in Np bzw. } \frac{4{,}3 \cdot R}{Z} \text{ in dB}. \qquad (10\,a)$$

Bei VHF und UHF macht sich bereits der Skineffekt sehr stark bemerkbar, außerdem treten in den Leitungen dielektrische Verluste auf, die sich einer exakten Berechnung entziehen. Sämtliche in der Literatur [2, 3, 4] angegebenen Berechnungen unter alleiniger Zuhilfenahme des Skineffektes führen zu Dämpfungswerten, die mehr oder weniger stark von den Meßwerten an entsprechenden Leitungen abweichen. Bessere Ergebnisse ergeben Kennwerte für die Dämpfung [2, 4, 5], die die Herstellerwerke (meist bei einer Frequenz) angeben. Wenn auch diese Angaben von den Meßwerten an Stichproben abweichen, so geben sie doch Anhaltswerte für die Vorausberechnung einer Antennenanlage (s. Tabelle). Nach dem Skineffekt müßte die Dämpfung mit der Funktion $\frac{1}{\sqrt{f}}$ (Bild 6) ansteigen. Allerdings nehmen in Wirklichkeit die Verluste bei VHF und besonders bei UHF etwas stärker zu, weil die meisten Isolierstoffe wachsende dielektrische Verluste bei hohen Frequenzen aufweisen.

Bei Paralleldrahtleitungen kommen noch im Gebiet der UHF Strahlungsverluste hinzu. Die Energieleitung strahlt — auch bei korrekter Anpassung — einen Teil der ihr zugeführten Energie wieder in den

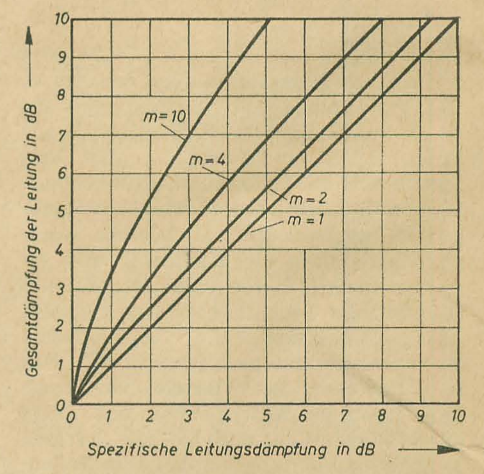


Bild 8: Gesamtdämpfung durch Fehlanpassung verlustbehafteter Energieleitungen

Raum, wirkt also gewissermaßen als „Sendeantenne". Eine empirische Näherungsgleichung für die Strahlungsverluste ist:

$$a_{str} = 2{,}15 \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 \cdot \frac{1}{\lg\,(2\,a/d)}\ \text{Np} \cdot \text{cm}^{-1}. \qquad (11)$$

Für λ ist die Betriebswellenlänge auf der Leitung einzusetzen. Koaxialkabelleitungen strahlen dagegen nicht und besitzen demzufolge auch keine Strahlungsverluste.

Eine von Schweitzer [2] veröffentlichte Kurve liefert von Gleichung 11 abweichende Werte. Diese Kurve und die nach Gleichung 11 berechnete Dämpfungs-

kurve für die 240-Ω-Bandleitung Typ 352.0 sind im Bild 7 eingetragen. Man ersieht daraus, daß die Strahlungsdämpfung im Band IV/V bereits beachtliche Werte annimmt.

Eine weitere Ursache für nicht vorausberechnete Dämpfungen tritt bei der Bandleitung auf, der Einfluß der Witterung. Die durch Regen gebildete Wasserhaut auf der Leitung verändert die Dielektrizitätskonstante und damit die Kapazität. Eine Veränderung der Kapazität bewirkt nach Gleichung 1a eine Veränderung des Wellenwiderstandes der Leitung. Es tritt also eine mehr oder weniger große Fehlanpassung auf, die sich unter anderem in Form zusätzlicher Verluste bemerkbar macht (Bild 8). Da das Regenwasser meist durch Abgase der Industrie usw. verunreinigt ist, treten in der Leitung zusätzliche dielektrische Verluste auf, die sich ebenfalls auf die Dämpfung auswirken (im Extremfall beträgt die Dämpfungszunahme über 30 dB/100 m bei 200 MHz). Das Verlegen des Bandkabels in der Nähe leitender Flächen (leitend in diesem Sinne ist auch eine Hauswand o. ä.) wirkt sich ebenfalls auf den Wellenwiderstand und die Symmetrie der Leitung aus. Diese Art der Beeinflussung ist besonders unangenehm, weil sie den Wellenwiderstand unkontrollierbar beeinflußt und zu Reflexionen usw. führt.

Schlußfolgerungen für die Praxis

Aus den Eigenschaften der zwei Typen von Energieleitungen lassen sich Schlußfolgerungen für die Praxis ableiten: Laut Tabelle besitzen Bandleitungen geringere Dämpfungswerte im Bereich der VHF. Sie sind für unkritische Verlegungen zu empfehlen, besonders weil auch ihr Anschaffungspreis geringer ist als der von Koaxialkabeln. Im Bereich der UHF macht sich ihre Strahlungsdämpfung mit zunehmender Frequenz zusätzlich bemerkbar. Es gibt eine kritische Frequenz, von der ab Bandleitungen den Koaxialkabeln unterlegen sind. Einen Anhaltspunkt liefert Bild 9, die gezeigten Werte

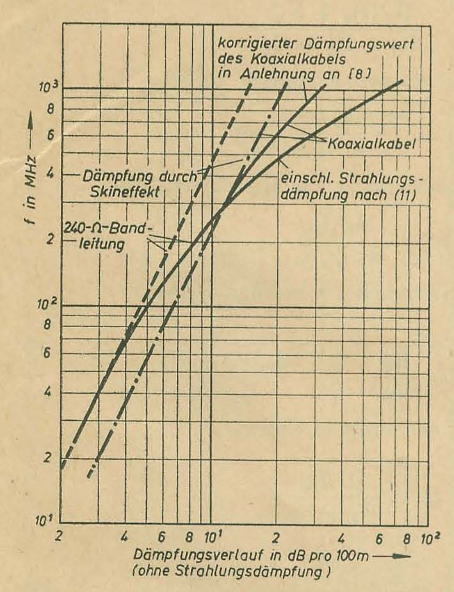


Bild 9: Vergleich der Dämpfungen (einschließlich Strahlungsdämpfung) von Bandleitung und Koaxialkabel in Abhängigkeit von der Frequenz

besitzen jedoch nur prinzipiellen Charakter und müßten durch sorgfältige Untersuchungen an handelsüblichen Leitungstypen präzisiert werden. In Anlagen, bei denen die Energieleitungen durch Hauswände oder an einer Hauswand eng entlang führen, sollte man grundsätzlich Koaxialkabel verwenden. Das gleiche gilt für Anlagen in der Nähe großer Betriebe mit Ruß- oder Abgasentwicklung.

Da Bandleitungen selbst zwar symmetrisch, die TV-Empfängereingänge im Band III dies jedoch nie ganz exakt sind, machen sich Störungen von Kfz-Zündanlagen, Straßenbahnen usw. bei ihnen stärker bemerkbar als bei Koaxialkabeln, bei denen der Energietransport praktisch im Innern, d. h. zwischen Innen- und Außenleiter erfolgt. Im Band IV/V ist die Gefahr der Beeinflussung durch Störungen geringer, da die UHF meist außerhalb des Spektrums der erwähnten Störungen liegen.

Zur Zeit liegen noch nicht genügend Erfahrungen mit praktisch ausgeführten TV-Empfangsanlagen im Band IV/V vor, jedoch mehren sich die Stimmen, die das Koaxialkabel als Energieleitung in diesem Bereich fordern.

Literatur

[1] Telefunken GmbH: Laborbuch Band I

[2] Helmut Schweitzer: Dezimeterwellen-Praxis; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik Berlin-Borsigwalde 1956

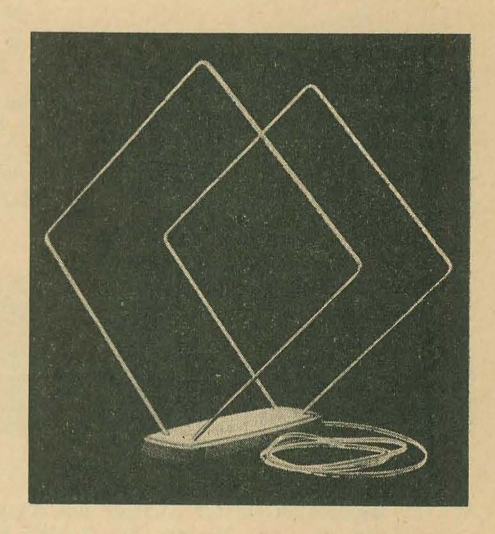
[3] Gerhard Megla: Dezimeterwellentechnik; Fachbuchverlag Leipzig 1955

[4] K. Rothammel: Antennenbuch; Verlag Sport und Technik, Neuenhagen 1959

[5] Dieter Klamroth: Hinweise für die Dimensionierung von UKW- und Fernsehantennen; radio und fernsehen 9 (1958) S. 281 bis 283.

Fernsehzimmerantenne ANTIA

Neben dem normalen Fertigungsprogramm wurde im VEB Werkzeugmaschinenfabrik „Hermann Schlimme“ eine in Gemeinschaftsarbeit mit dem VEB Fernmeldewerk Bad Blankenburg entwickelte Fernsehzimmerantenne produziert. Dies ist ein wertvoller Beitrag zur Massenbedarfsgüterproduktion. Die Antenne erhielt das Gütezeichen 1 und ist in der nächsten Zeit im Handel erhältlich.



Die Fernsehantenne „ANTIA“ ist eine Zimmerantenne für die Kanäle 5 ··· 11 im Fernsehband III. Sie zeichnet sich durch eine gute Leistung aus, da ihr Antennengewinn im Mittel 5 dB bei einem guten Vor-Rückwärtsverhältnis beträgt. Ein besonderer Vorteil liegt in der einfachen und sehr genauen Anpassungsmöglichkeit des Reflektors auf den gewünschten Fernsehkanal, wobei durch induktive Reflektorrückwirkung auch der Empfangsdipol weitgehend angepaßt ist. Der Fußpunktwiderstand der „ANTIA“ beträgt 240 Ω.

Bei normalen Empfangsbedingungen ist die „ANTIA“ die ideale Zimmerantenne, da sie es ermöglicht, infolge ihres bisher bei Innenantennen noch nicht erreichten Antennengewinns, die besonders in tieferen Lagen und Räumen häufig auftretenden Geisterbilder in fast allen Fällen auszuschalten. Auch die in Großstädten durch elektrische Bahnen auftretenden Störungen lassen sich weitestgehend ausschalten, sofern die Empfangsrichtung nicht unmittelbar in der Richtung der Gleise liegt.

Selbstverständlich kann die „ANTIA“ bei schlechter Empfangslage auch als Dachbodenantenne verwendet werden. Die bereits geschilderten Vorteile kommen auch hier voll zur Wirkung. Ein Vorteil der Dachbodenantennen liegt gegenüber den Dachantennen auch darin, daß weder Blitzschutzvorrichtungen noch Erdleitungen entsprechend den VDE-Vorschriften angebracht zu werden brauchen. Bei vertikaler Polarisation des Senders muß die Antenne in ihrer Empfangsebene um 90° gedreht werden, so daß Antennen- und Reflektorrahmen horizontal stehen. Dabei ist eine Aufhängung an einer am Holzfuß der Antenne befestigten Öse an einem Dachbalken die einfachste Lösung.

Zu erwähnen ist noch die einfache Inbetriebnahme der Antenne. Nach Verbinden der Antenne über 240-Ω-Flachbandkabel mit dem Empfänger und nach Erscheinen des Bildes auf dem Bildschirm wird die Antenne in Richtung des Senders gedreht. Nach Zurückstellen des Bildkontrastes erfolgt der Abgleich des Reflektors durch Verschieben eines unter dem Antennenfuß befindlichen Schiebers bis wieder die beste Kontrastwirkung erreicht ist. Ein zweiter Schieber auf dem Bandkabel ermöglicht dann noch die Ausschaltung stehender Wellen.

Der Grundaufbau der Antenne „ANTIA“ entspricht im Prinzip der in radio und fernsehen 13 (1960) beschriebenen Cubical-Quad-Antenne, allerdings mit dem Unterschied, daß die Rahmen auf der Spitze stehen und die Abmessungen für das Fernsehband III berechnet sind.

Vom Verfasser wurden mit dieser Antenne für das Band III Empfangsversuche in Berlin, Leipzig, Dresden und Karl-Marx-Stadt durchgeführt. Sie ergaben auch unter ungünstigen Bedingungen gute Ergebnisse. *Kusserow*

Rauschzahlmessung mit Meßsender und Rauschgenerator

HEINZ LINGENFELDER

Möglichkeiten der Rauschzahlmessung

Die Rauschzahl ergibt sich nach der Definition aus dem Verhältnis des Signal-Rauschverhältnisses des Eingangs zu dem Signal-Rauschverhältnis des Ausgangs [1]. Es ist also:

$$F = \frac{S}{kT\,B} \cdot \frac{N_1}{S_1}. \qquad (1)$$

Bietet man nun dem zu messenden Verstärker soviel Leistung an, daß das Leistungsverhältnis am Ausgang gleich 1 ist, so wird:

$$F = \frac{S}{kT\,B}. \qquad (2)$$

Um F zu berechnen, braucht also nur noch die Leistung S bekannt zu sein, die für diesen Fall (nämlich $\frac{N_1}{S_1} = 1$) am Eingang verfügbar sein muß. Ob das Meßobjekt die verfügbare Leistung auch tatsächlich entnimmt, ist dabei gleichgültig; dies wäre nur bei Leistungsanpassung der Fall. Für die Rauschzahlmessung ist daher eine Signalquelle mit definierter Leistung notwendig, die den gleichen Innenwiderstand besitzt wie die Quelle (z. B. die Antenne), die den Verstärker im Betriebsfall speist.

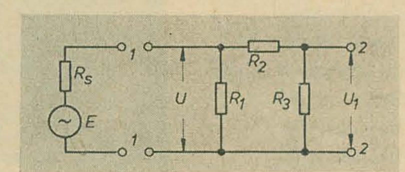


Bild 1: Signalquelle mit Anpassungsglied aus ohmschen Widerständen

Auf die Möglichkeiten der Anzeige am Ausgang soll hier nicht eingegangen werden. Hierzu eignet sich grundsätzlich jeder Spannungs- oder Leistungsmesser, der die Rauschgröße bei abgeschaltetem Signal anzeigt. Bei eingeschaltetem Signal ist dann eine Leistungsverdopplung einzustellen (Spannung 1,4facher Wert).
Als Signalquelle läßt sich entweder ein Meßsender, der eine in der Größe bekannte unmodulierte Sinusspannung abgibt oder ein Rauschgenerator verwenden. Dabei besitzt das zweite Verfahren durch die größere Genauigkeit der Ergebnisse den Vorteil. Auf beide Möglichkeiten soll im folgenden eingegangen werden. Am einfachsten sind die Verhältnisse, wenn der Ausgangswiderstand des Meßgenerators mit dem Ausgangswiderstand der das Meßobjekt speisenden Quelle übereinstimmt. Dies ist z. B. der Fall, wenn die Rauschzahl eines Verstärkers zu messen ist, der von einer 70-Ω-Antenne gespeist wird. Für diese Messung muß dann ein 70-Ω-Rauschgenerator zur Verfügung stehen. Das wird aber nur in wenigen Fällen möglich sein. Im allgemeinen weicht der Meßgenerator-Ausgangswiderstand von dem geforderten Wert ab. Grundsätzlich ließe sich für die Messung ein Transformator zwischen Rauschgenerator und Verstärkereingang schalten. Dadurch würde zwar der Innenwiderstand des Rauschgenerators transformiert, die verfügbare Leistung jedoch vor und nach der Transformation bestehen bleiben. Auch sind derartige Transformatoren in dem hier in Frage kommenden Frequenzbereich nur schwer zu realisieren, besonders wenn die Forderung nach Genauigkeit und Breitbandigkeit besteht. Deshalb ist der einfachere Weg die Zwischenschaltung von Transformationsgliedern, die sich aus rein ohmschen Widerständen zusammensetzen. Die Kennwerte dieser Zwischenglieder sollen deshalb zunächst berechnet werden.

Rauschkennwerte einfacher Anpassungsglieder

Das im folgenden berechnete Anpassungsglied soll eine Kombination ohmscher Widerstände entsprechend Bild 1 sein.
Die verfügbare Signalleistung der Quelle ist:

$$S = \frac{E^2}{4 \cdot R_s} \qquad (3)$$

und die verfügbare Signalleistung am Ausgang des Netzwerkes

$$S_1 = \frac{U^2_1}{4 \cdot R_{aus}}, \qquad (4)$$

wobei R_{aus} der Ausgangswiderstand des Netzwerkes bei linksseitig angeschlossener Quelle ist. Dann ist die verfügbare Leistungsverstärkung des Netzwerkes nach der Definition [1]:

$$W = \frac{S_1}{S}. \qquad (5)$$

Nach Gleichung (4) liegt eine vereinfachte Ersatzschaltung vor, die als aktiver Zweipol zwischen den Klemmen 2,2 die Urspannungsquelle U_1 (Leerlaufspannung der Schaltung aus Bild 1) und

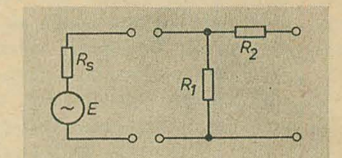


Bild 2: Anpassungsglied zur Erhöhung des Innenwiderstandes

den Ersatzinnenwiderstand R_{aus} besitzt. In den weiteren Rechnungen werden die beiden Größen bestimmt und in Gleichung (4) berücksichtigt.
Wie leicht zu übersehen, ist der Eingangswiderstand des Netzwerkes an den Klemmen 1,1:

$$R_e = \frac{R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}. \qquad (6)$$

Der Ausgangswiderstand an den Klemmen 2,2 ist:

$$R_{aus} = \frac{R_3 (R_p + R_2)}{R_p + R_2 + R_3}. \qquad (7)$$

R_p sei dabei die Parallelschaltung aus R_s und R_1, also:

$$R_p = \frac{R_1 \cdot R_s}{R_1 + R_s}.$$

Die Spannung an den Klemmen 1,1 beträgt dann:

$$U = \frac{E \cdot R_e}{R_s + R_e} = \frac{E}{1 + \frac{R_s}{R_e}} = \frac{E}{1 + \frac{R_s (R_1 + R_2 + R_3)}{R_1 (R_2 + R_3)}}, \qquad (8)$$

wobei R_e Gleichung (6) entnommen wurde.
Außerdem ist:

$$U_1 = \frac{U \cdot R_3}{R_2 + R_3}$$

oder mit U aus (8):

$$U_1 = \frac{E}{1 + \frac{R_s (R_1 + R_2 + R_3)}{R_1 (R_2 + R_3)}} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}. \qquad (9)$$

Setzt man (7) und (9) in (4) ein, so erhält man:

$$S_1 = \frac{E^2 \cdot R^2_3}{\left[1 + \frac{R_s(R_1 + R_2 + R_3)}{R_1(R_2 + R_3)}\right]^2 (R_2 + R_3)^2} \cdot \frac{R_p + R_2 + R_3}{4 \cdot R_3(R_p + R_2)}. \quad (10)$$

Damit ist die verfügbare Leistungsverstärkung:

$$W_{\sqcap} = \frac{S_1}{S} = \frac{R_s \cdot R_3 \cdot R^2_1 (R_p + R_2 + R_3)}{(R_p + R_2)\left[R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_s(R_1 + R_2 + R_3)\right]^2}. \quad (11)$$

Aus dem allgemeinen Fall (Bild 1) lassen sich einfachere Fälle leicht herleiten.
Eine Anordnung nach Bild 2 benutzt man zur Zwischenschaltung, wenn der Innenwiderstand der Quelle zu erhöhen ist. Läßt man in (11) den Wert des Widerstandes R_3 nach ∞ gehen, so erhält man:

$$W_{\Gamma} = \frac{R_s \cdot R^2_1}{(R_p + R_2)(R_1 + R_s)^2} = \frac{R_s \cdot R^2_1}{\left[R_1 \cdot R_s + R_2 (R_1 + R_s)\right](R_1 + R_s)}. \quad (12)$$

Auf ähnliche Weise ergibt sich die verfügbare Leistungsverstärkung für eine Widerstandskombination nach Bild 3, die man zur Verkleinerung des Innenwiderstandes der Quelle anwendet. Hierfür läßt man R_1 nach ∞ gehen und erhält:

$$W_{\urcorner} = \frac{R_s \cdot R_3}{(R_s + R_2)(R_s + R_2 + R_3)}. \quad (13)$$

Außerdem sei noch die verfügbare Leistungsverstärkung für einen einzelnen Längswiderstand und für einen einzelnen Querwiderstand angegeben. Für den Querwiderstand (Bild 4) folgt aus (12) oder (13) für $R_2 = 0$:

$$W_{|} = \frac{R_1}{R_1 + R_s}. \quad (14)$$

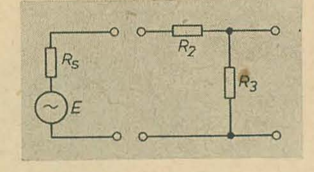


Bild 3: Anpassungsglied zur Verkleinerung des Innenwiderstandes

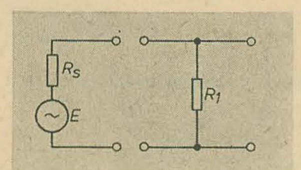


Bild 4: Querwiderstand als Anpassungsglied

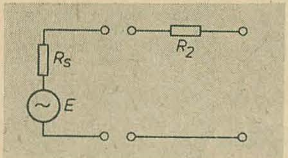


Bild 5: Längswiderstand als Anpassungsglied

Für den Längswiderstand entsprechend Bild 5 ergibt sich aus (12) für $R_1 \to \infty$ oder aus (13) für $R_3 \to \infty$:

$$W_{-} = \frac{R_s}{R_s + R_2}. \quad (15)$$

Rauschzahl bei Zwischenschaltung eines Dämpfungsgliedes

Zwischen Empfängereingang und Generator ist entsprechend Bild 6 ein Dämpfungs- bzw. Transformationsvierpol der vorher beschriebenen Arten geschaltet. Der Ausgangswiderstand des Dämpfungsvierpols soll dem Quellwiderstand, mit dem der Empfänger im Normalbetrieb gespeist wird, entsprechen. (Für diesen Widerstand gilt in Übereinstimmung mit der Definition auch nur die gemessene Rauschzahl).
Die Rauschzahl des Dämpfungsvierpols sei F_1 und die des Empfängers, die ja eigentlich zu messen ist, F_2. Für die Hintereinanderschaltung beider gilt dann wie in [1] abgeleitet:

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{W_1}. \quad (16)$$

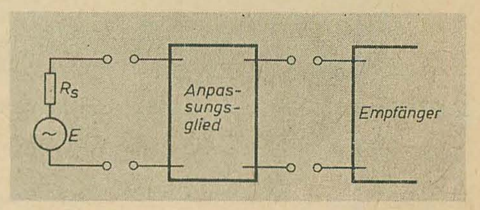


Bild 6: Zwischenschaltung eines Anpassungsgliedes zwischen Generator und Empfänger

Löst man nach dem gesuchten F_2 auf, so erhält man:

$$F_2 = (F_{12} - F_1) W_1 + 1. \quad (17)$$

F_1 ist noch zu bestimmen. Betrachtet man die Bilder 1 ··· 5, so lassen sich folgende Aussagen festlegen:
1. Ist S die verfügbare Signalleistung der Quelle, so ist die verfügbare Signalleistung am Ausgang des Dämpfungsvierpols $S_1 = W \cdot S$, wenn W die verfügbare Leistungsverstärkung des betreffenden Dämpfungsvierpols ist.
2. Die verfügbare Rauschleistung der Signalquelle ist kT_0B. Die verfügbare Rauschleistung am Ausgang des Dämpfungsvierpols ist ebenfalls kT_0B, denn die verfügbare Rauschleistung eines Widerstandes ist ja stets unabhängig von der Größe des Widerstandes und nur abhängig von der Temperatur, die hier stets mit T_0 als Zimmertemperatur angenommen wird. Entsprechend der Definition [1] ergibt sich also für alle angegebenen Dämpfungsvierpole:

$$F_1 = \frac{S}{kT_0B} \cdot \frac{N_1}{S_1} = \frac{S}{kT_0B} \; \frac{kT_0B}{S_1} = \frac{1}{W}. \quad (18)$$

Berücksichtigt man (18) in (17), so erhält man schließlich:

$$F_2 = \left(F_{12} - \frac{1}{W_1}\right) \cdot W_1 + 1 = F_{12} \cdot W_1. \quad (19)$$

Die Rauschzahl F_2 des Empfängers erhält man also durch die Multiplikation der gemessenen Rauschzahl F_{12} mit der verfügbaren Leistungsverstärkung W_1 des zwischengeschalteten Dämpfungsgliedes. W_1 ist in diesen Fällen natürlich stets < 1.

Rauschzahlmessung mit Rauschgenerator

Eine sehr genaue und äußerst bequeme Messung der Rauschzahl läßt sich mit einer Rauschdiode durchführen. Auf den Aufbau und die Wirkungsweise des Rauschgenerators soll hier nicht eingegangen werden. Häufig ist das Instrument zur Messung des Diodenstromes direkt in Vielfachen von 1 kT_0 geeicht. Diese Energie stellt die verfügbare (bei Anpassung abgebbare) Leistung pro Hz Bandbreite dar und bezieht sich natürlich auf den für den betreffenden Rauschgenerator angegebenen Widerstand. Die Messung ist dann für diesen Quellwiderstand immer richtig, unabhängig davon, welchen Eingangswiderstand der Empfänger hat, denn laut Definition der Rauschzahl ist ja nicht die tatsächlich zugeführte, sondern die verfügbare Leistung der Quelle maßgebend.
Beispiel: Es ist die Rauschzahl eines Verstärkers zu messen, der im praktischen Betrieb an einer Quelle von 330 Ω liegt. Zur Verfügung steht ein Rauschgenerator mit 70-Ω-Ausgangswiderstand. Es wird eine Anordnung entsprechend Bild 7 gewählt. An den koaxialen Ausgang des Rauschgenerators mit $R_s = 70\,\Omega$ ist ein kurzes, als verlustlos angenommenes, 60-Ω-Kabel ange-

schlossen und mit $R_1 = 60\,\Omega$ abgeschlossen (wenn die Kabellänge nicht mehr klein gegenüber der Wellenlänge ist, wäre es zweckmäßiger, ein 70-Ω-Kabel mit 70-Ω-Abschluß zu verwenden). Das Beispiel soll jedoch so allgemein wie möglich sein.

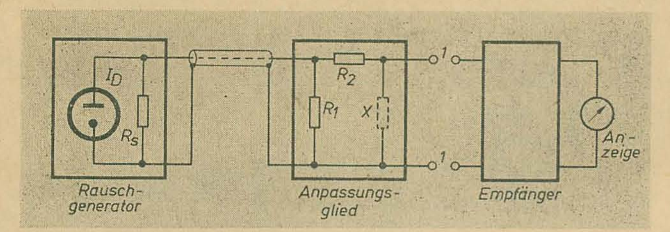


Bild 7: Rauschzahlmessung mit Rauschgenerator und Anpassungsglied

R_2 muß dann 300 Ω (für genaue Messungen 297,3 Ω) betragen, so daß an den Klemmen 1,1 der verlangte Quellwiderstand von 330 Ω vorhanden ist. Es läßt sich auch noch ein Blindwiderstand X einfügen (Spule oder Kondensator), der entweder den Ausgang reell macht oder, wenn für die Quelle ein Blindanteil notwendig ist, diesen herstellt. Die Verstärkung des Dämpfungsgliedes beträgt dann:

$$W_1 = \frac{R_1 \cdot R_p}{R_1 \cdot R_s + R_2 (R_1 + R_s)} = \frac{60 \cdot 60 \| 70}{70 \cdot 60 + 300 (60 + 70)} = 0{,}045\,.$$

Liest man am Rauschgenerator zur Leistungsverdopplung am Verstärkerausgang einen Ausschlag von $35\,kT_0$ ab, so ist die gesuchte Verstärkerempfindlichkeit nach (19):

$$F_2 = F_{12} \cdot W_1 = 35 \cdot 0{,}045 = 1{,}57.$$

Ist in einem anderen Falle die Rauschzahl eines Verstärkers zu messen, der im Betriebsfall von einer Quelle mit 60 Ω gespeist wird und ist wiederum ein 70-Ω-Rauschgenerator vorhanden, so ist ein Widerstand von

$$R_1 = \frac{R \cdot R_s}{R_s - R} = \frac{60 \cdot 70}{70 - 60} = 420\,\Omega$$

parallel zu schalten. Es ergibt sich dann eine Anordnung nach Bild 4 und es ist:

$$W_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_s} = \frac{420}{420 + 70} = 0{,}857\,.$$

Die Anzeige des Rauschgenerators ist also entsprechend (19) mit dem Faktor 0,858 zu multiplizieren, da $F_2 = F_{12} \cdot 0{,}858$ ist.
In diesem Falle kommt man schneller zum gleichen Ergebnis, wenn man von der allgemein bekannten Beziehung des Diodensättigungsstromes I und dem Außenwiderstand R_a mit der Rauschzahl F ausgeht. Es ist $F = 20 \cdot I \cdot R_a$. Da sich die Eichung des Rauschgenerators auf ein R_a von 70 Ω bezieht, das neue R_a jedoch 60 Ω beträgt (Widerstand von 420 Ω parallelgeschaltet), so ist der angezeigte Wert mit dem Verhältnis der Außenwiderstände $\frac{60}{70} = 0{,}857$ zu korrigieren.

Rauschzahlmessung mit Meßsender

Ist ein Empfängermeßsender vorhanden, dessen Ausgangsspannung genau bestimmbar ist, so läßt sich auch damit die Rauschzahl messen. Bei der Messung mit dem Rauschgenerator braucht die Bandbreite des zu messenden Verstärkers nicht bekannt sein, da die verfügbare Rauschleistung, die für den Meßvorgang als Signalleistung dient, auch proportional der Bandbreite ist. Bei einer Rauschzahlmessung mit Meßsender muß jedoch die Bandbreite des Verstärkers bekannt sein, denn der Meßsender gibt ja nur eine einzelne Sinusschwingung ab. Als Bandbreite eines Verstärkers wird allgemein die 3-dB-Bandbreite (Abfall der Spannung auf den 0,7fachen Wert) angegeben. Die „Rauschbandbreite", die auch in dem Produkt kT_0B enthalten ist, ist jedoch die Breite eines idealen Bandpasses, also eine Rechteckkurve. Natürlich läßt sich jede Durchlaßkurve durch Planimetrieren oder bei bekannten Funktionsverlauf durch Integration in ein flächengleiches Rechteck gleicher Bandbreite verwandeln. Das Verhältnis von „Rauschbandbreite" zur 3-dB-Bandbreite ist für einige typische Verstärker in Tabelle 1 angegeben.
Für mehrstufige Verstärker, und um solche handelt es sich ja fast ausschließlich, läßt sich also in guter Näherung die 3-dB-Bandbreite gleich der Rauschbandbreite setzen.
Die Angabe der Ausgangsspannung der üblichen Empfängermeßsender ist nur dann gültig, wenn der angegebene Abschlußwiderstand eingehalten wird. Einfache Verhältnisse erhält man dann, wenn der Eingangswiderstand des Empfängers gleich dem für den Meßsender geforderten Abschlußwiderstand ist. In diesem speziellen Falle ist auch die entnommene Leistung gleich der verfügbaren Leistung. Im allgemeinen Fall weichen jedoch Meßsenderausgangs- und Empfängereingangswiderstand voneinander ab. Dieser allgemeine Fall soll untersucht werden, wobei jetzt der Empfängereingangswiderstand als bekannt vorauszusetzen ist, da sich sonst die Meßsenderausgangsspannung nicht bestimmen läßt.
Beispiel: Es soll die Rauschzahl mit einem Meßsender mit 60-Ω-Ausgang gemessen werden. Der Quellwiderstand, an dem der Verstärker normalerweise betrieben wird, beträgt $R'_s = 300\,\Omega$, der Eingangswiderstand des Verstärkers wurde mit 1 kΩ festgestellt.
Es wird eine Anordnung nach Bild 8 gewählt. $R_s = 60\,\Omega$ ist der Innenwiderstand des Meßsenders, $R_e = 1000\,\Omega$ der Eingangswiderstand des zu messenden Verstärkers. Damit die am Meßsender angezeigte Spannung U auch tatsächlich am Ausgang vorhanden ist, muß der Eingangswiderstand an den Klemmen 1,1 gleich $R_s = 60\,\Omega$ sein, also:

$$R_s = \frac{R_1 (R_2 + R_e)}{R_1 + R_2 + R_e}. \qquad (20)$$

Damit der Verstärker mit dem geforderten Quellwiderstand gespeist wird, muß der Eingangswiderstand an den Klemmen 2,2 gleich $R'_s = 300\,\Omega$ sein, also:

$$R_s' = R_2 + \frac{R_s \cdot R_1}{R_s + R_1}. \qquad (21)$$

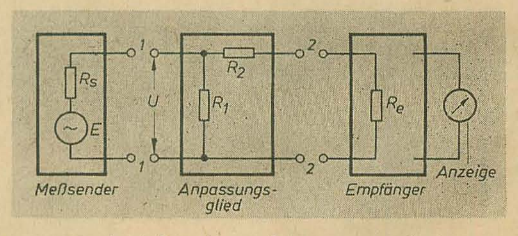


Bild 8: Rauschzahlmessung mit Meßsender und Anpassungsglied

Mit (20) und (21) liegen zwei Bestimmungsgleichungen für die beiden Unbekannten R_1 und R_2 vor. Löst man nach R_1 und R_2 auf, so erhält man:

$$R_1 = R_s \sqrt{\frac{R_e + R_s'}{R_e + R_s' - 2\,R_s}} = 60 \sqrt{\frac{1000 + 300}{1000 + 300 - 2 \cdot 60}} = 63\,\Omega$$

Tabelle 1

	n = 1	2	3	4	5	6	∞
Verstärker aus n Einzelkreisen gleicher Bandbreite und Frequenz	1,57	1,155	1,122	1,13	1,11	1,1	1,06
Verstärker aus n gestaffelten Kreisen (Staffelung nach Schienemann)	—	1,11	1,05	1,025	1,02	1,01	1,00

Tabelle 2

	Rauschkennwerte der Anpassungsglieder aus ohm'schen Widerständen entsprechend				
	Bild 1	Bild 2	Bild 3	Bild 4	Bild 5
Spannungsverstärkung V	$\frac{R_3}{R_2 + R_3}$	1	$\frac{R_3}{R_2 + R_3}$	1	1
Eingangswiderstand R_e'	$\frac{R_p^* (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}$	R_1	$R_2 + R_3$	∞	R_1
Ausgangswiderstand R_{aus}	$\frac{R_3 (R_p^* + R_2)}{R_p^* + R_2 + R_3}$	$R_p^* + R_2$	$\frac{R_3 (R_s + R_2)}{R_s + R_2 + R_3}$	$R_2 + R_p^*$	$\frac{R_1 \cdot R_p^*}{R_1 + R_p^*}$
Verfügb. Leistungsverstärkung W	$\frac{R_s \cdot R_3 R_1^2 (R_p^* + R_2 + R_3)}{(R_p^* + R_2) [R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_3 (R_1 + R_2 + R_3)]^2}$	$\frac{R_1 \cdot R_p^*}{R_1 \cdot R_s + R_2 (R_1 + R_s)}$	$\frac{R_s \cdot R_3}{(R_s + R_2)(R_s + R_2 + R_3)}$	$\frac{R_s}{R_s + R_2}$	$\frac{R_1}{R_1 + R_s}$
Rauschzahl F	$\frac{1}{W}$	$\frac{1}{W}$	$\frac{1}{W}$	$\frac{1}{W}$	$\frac{1}{W}$

*) $R_p = \frac{R_s \cdot R_1}{R_s + R_1}$

und

$$R_2 = R_s' - R_s \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{R_e + R_s' - 2 R_s}{R_e + R_s'}}}$$

$$= 300 - 60 \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{1000 + 300 - 2 \cdot 60}{1000 + 300}}} = 270\,\Omega .$$

Wird der Dämpfungsvierpol mit den Werten der beiden Widerstände R_1 und R_2 eingesetzt, so ist der Meßsender mit seinem Innenwiderstand abgeschlossen und zeigt die richtige Ausgangsspannung an. Die Messung des Verstärkers erfolgt mit dem richtigen Quellwiderstand. Die verfügbare Leistungsverstärkung ist:

$$W = \frac{R_1 \cdot R_p}{R_1 \cdot R_s + R_2 (R_1 + R_s)} = \frac{63 \cdot 30{,}7}{63 \cdot 60 + 270\,(63 + 60)} = 0{,}063.$$

Nach der (Bild 8) entsprechenden Zusammenschaltung ist die Meßsenderspannung so einzuregeln, daß die bei abgeschaltetem Meßsender am Verstärkerausgang angezeigte Rauschspannung sich verdoppelt. Beträgt die zur Verdopplung der Rauschleistung am Meßsender abgelesene Spannung z. B. 10 μV, so ist die Urspannung des Meßsenders $E = 2 \cdot 10\,\mu V = 20\,\mu V$ und damit die verfügbare Signalleistung des Meßsenders:

$$S = \frac{E^2}{4 \cdot R_s} = \frac{20^2 \cdot 10^{-12}}{4 \cdot 60} = 1{,}67 \cdot 10^{-12}\,W .$$

Beträgt die Verstärkerbandbreite 10 MHz, so ist die Rauschzahl mit (2):

$$F_{12} = \frac{S}{kT_0B} = \frac{1{,}67 \cdot 10^{-12}}{4 \cdot 10^{-21} \cdot 10^7} = 41{,}7 .$$

Damit und mit (19) ist die Rauschzahl des Verstärkers:

$$F_2 = F_{12} \cdot W_1 = 41{,}7 \cdot 0{,}063 = 2{,}62.$$

Abschließend sei noch die Rauschzahlmessung von Verstärkern mit symmetrischem Eingang erwähnt. Hierbei läßt sich die Messung auf zwei Arten durchführen:

1. Man verwendet einen Breitbandsymmetriertopf. Spannungsübersetzung und Ausgangswiderstand des Symmetriertopfes müssen bekannt sein und man bestimmt seine verfügbare Leistungsverstärkung. Die Messung verläuft dann in der üblichen Art.
2. Man speist eine Hälfte des symmetrischen Eingangs in der üblichen Weise unsymmetrisch ein, eventuell durch Zwischenschalten eines Transformationsgliedes, so daß sich der halbe Widerstandswert des geforderten symmetrischen Widerstandes ergibt. Die andere Hälfte des Eingangs wird nur durch einen Widerstand abgeschlossen. Bei der Berechnung der Rauschzahl muß man berücksichtigen, daß für die Messung die doppelte verfügbare Leistung aufzubringen ist.

Literatur

[1] H. Lingenfelder: Berechnung der Rauschzahl der Katodenbasis-Gitterbasis- und Anodenbasisschaltung; radio und fernsehen 24 (1959) S. 752.

Ausstellung Film — Funk — Foto — Fernsehen in Dresden

Mit der Ausstellung Film - Funk - Foto - Fernsehen, die vom 24. 9. bis 16. 10. 1960 stattfindet, wird eine weitere interessante Lehrschau veranstaltet. Diese Ausstellung hat nicht die Aufgabe, alle Probleme der einzelnen Themen aufzuzeigen, sondern soll vielmehr einige der wichtigsten Dinge in leicht verständlicher und lehrreicher Art dem Besucher vermitteln.

Mit dieser Ausstellung wird erstmalig für den Süden der DDR ein kleiner Einblick in die Geschichte des Films gegeben. Das Staatliche Filmarchiv der DDR und die Sammlung von Herrn Skladanowsky werden den Ausstellungsteil Geschichte ergänzen.

Die VEB DEFA-Studios vermitteln einen Überblick über ihre Arbeit und berichten über die Entstehung der Filme.

Der Deutsche Fernsehfunk gewährt dem Besucher einen Einblick „hinter die Kulissen". Neben interessanten technischen Problemen führen die Mitarbeiter des Deutschen Fernsehfunks Beratungen mit den Besuchern durch.

Die VVB-RFT gestalten einen besonderen Teil in dieser Ausstellung; beispielsweise die historische Entwicklung der Rundfunkgeräte, die Tonbandtechnik, die Entwicklung der Fernsehgeräte, die Wirkungsweise eines Fernsehgerätes, die Arbeitsweise eines Fernsehturmes, Verkehrsfunkanlagen, Funksprecheinrichtungen und die Anwendung des industriellen Fernsehens. Außerdem wird die Niederfrequenzstereofonie vorgeführt. Eine Funkanlage der GST wird von dieser Ausstellung aus Verbindungen nach fernen Ländern herstellen.

Für diese Ausstellung ist ein umfangreiches Veranstaltungsprogramm vorgesehen, so u. a. Vorträge allgemeiner Art, Fachvorträge, Foren, Großveranstaltungen und Filmvorführungen.

Dipmeter mit Magischem Fächer

HELMUT KRÜGER

Ständig sind in der Literatur Hinweise zu finden, wie nützlich der Griddipper für den Amateur ist. Die herausragenden Vorteile sind seine Vielseitigkeit, der geringe Aufwand, die Handlichkeit und die Eindeutigkeit der Messungen. Leider ist jedoch zur Zeit der Aufbau eines Dipmeters nicht immer ganz einfach, es gibt für den Amateur nur sehr schwer dazu geeignete Anzeigeinstrumente, die zudem auch nicht gerade sehr billig sind. Durch Einbau von größeren Schalttafelinstrumenten leidet die Handlichkeit, einer der Hauptvorteile des Dipmeters. Im folgenden wird eine Bauanleitung gegeben, die als Anzeigevorrichtung einen Magischen Fächer enthält.

Im Gegensatz zu Dipmeterschaltungen, die als Oszillator und Anzeigeröhre ein „Magisches Auge" verwenden und damit in ihrer Anwendung durch die geringe Empfindlichkeit doch recht beschränkt sind, vermeidet die hier beschriebene Schaltung diesen Nachteil, indem der Fächer tatsächlich nur die Funktion der Anzeige zu erfüllen hat. Da die Verwendung von Magischen Augen als Spannungsindikatoren in der Hand des Amateurs nicht allzu verbreitet ist, jedoch in vielen Fällen, wo es lediglich auf eine relative Anzeige ankommt, sehr vorteilhaft sein kann, sei kurz auf die Arbeitsweise des Magischen Fächers UM 80 (EM 80) eingegangen.

Bei Verwendung als Abstimmanzeige in Rundfunkgeräten liegt in der Anodenleitung des Fächers ein Widerstand von 500 kΩ. Der Leuchtschirm liegt an der Betriebsspannung. Bekommt das Steuersystem Nullpotential (g an k), so fließt durch das Steuersystem ein recht großer Anodenstrom. Dieser ruft am 500-kΩ-Widerstand einen großen Spannungsabfall hervor. Die Folge ist ein Absinken der Anoden- und Stegspannung. Die Stegspannung ist nicht mehr in der Lage, die Elektronen auf ihrem Wege zum Leuchtschirm wesentlich abzulenken, und es erscheint der vom Rundfunkgerät her bekannte etwa 3···4 mm breite grüne Streifen. Bekommt das Steuergitter jedoch eine negative Spannung (—8···—20 V, je nach Röhre und Betriebsart), so sinkt der Anodenstrom des Steuersystems, und die unmittelbare Folge ist ein Ansteigen der Stegspannung. Die steigende Stegspannung ist in der Lage, die Elektronen auf ihrer Bahn fächerförmig auseinanderzuziehen, der Fächer geht auf.

Schaltung

Bei der Auswahl der Schaltung wurde auf eine vielfach bewährte Schaltung, die Dipmeter-Standardschaltung des DARC, zurückgegriffen und diese auch im Prinzip beibehalten. Geändert wurde der Schwingkreisaufbau und die Anzeige. Bedingt durch einen kleinen Drehko mit spannungführender Achse wurde der Schwingkreis in der bekannten Ecoschaltung aufgebaut. Die Stromversorgung wurde getrennt ausgeführt, weil das in radio und fernsehen 9 (1960) beschriebene „Netzteil für Kleinstgeräte" Verwendung fand. Die Trennung von Netzteil und Gerät wirkt sich sehr günstig auf die Größe und den Temperaturgang des Dipmeters aus. Die im Heft 9 beschriebene Verwendung eines Kondensators als Heizwiderstand machte im Dipmeter die Verwendung von Allstromröhren notwendig. Das Bestükken mit E-Röhren ist in der angegebenen Schaltung nur möglich, wenn mindestens 350 V Anodenspannung zur Verfügung stehen. Dieses ist bedingt durch die galvanische Kopplung der Systeme und die kleinstmögliche Betriebsspannung der EM 80 von mindestens 200 V. Bei der Wahl der Doppeltriode war die geforderte Vielseitigkeit des Gerätes entscheidend. So wurde verlangt: der Einsatz als Dipmeter, Absorptionsfrequenzmesser, Prüfgenerator (wahlweise moduliert oder unmoduliert), Kontrollempfänger und Niederfrequenzgenerator (für Morseübungen). Besonders bei der Verwendung als Kontrollempfänger ist es vorteilhaft, eine NF-Verstärkung vornehmen zu können. System I der UCC 85 wird als Oszillator und System II als Verstärker verwendet. Im System II wird außerdem die durch den „Dip" erzeugte Spannungsänderung verstärkt. Dadurch wird eine sehr gute Empfindlichkeit erreicht, die vor allem bei der Anwendung als Absorptionsfrequenzmesser vorteilhaft ist. Bei Verwendung als Dipmeter wird bereits die Aussteuerung des Fächers bei einer Gitterstromänderung des Oszillators von 15···20 μA erreicht. Die Schaltung des Dipmeters zeigt Bild 1. Zur Arbeitsweise sei gesagt, jede Beeinflussung des Schwingkreises führt zu einer Veränderung des Gitterstromes, der durch den Ableitwiderstand des Oszillatorsystems fließt. Die resultierende Spannungsänderung gelangt über den Entkoppelwiderstand R_1 an das Gitter des Systems II und dient zur Steuerung des Anodenstromes. Bedingt durch den unveränderlichen Arbeitswiderstand folgt eine Anodenspannungsänderung und damit eine Verschiebung des Gitterpotentials des galvanisch angekoppelten Magischen Fächers. Dieser Fächer wird durch die galvanische Kopplung etwa mit 120 V betrieben und braucht so eine Spannung von etwa 0···10 V für Vollaussteuerung des Fächerwinkels. Die von der Anode des Systems II stammende positive Spannung wird durch eine vom regelbaren Katodenwiderstand erzeugte Gegenspannung aufgehoben und so ein normales Arbeiten des Fächers erzielt. Erfolgt jetzt eine plötzliche Anodenspannungsänderung am System II (hervorgerufen durch einen „Dip"), so wird dies an einer Fächerwinkeländerung sichtbar.

Verwendung als Dipmeter

Über den Schalter S_1 wird die Betriebsspannung des Oszillators eingeschaltet. Die Anodenspannung U_a und die Anzapfung des Schwingkreises sind so bemessen, daß ein Gitterstrom von etwa 200 μA fließt. Dieser Wert ist bei Inbetriebnahme zu kontrollieren und gegebenenfalls durch Änderung des Rückkoppelgrades zu korrigieren. Ist der Gitterstrom größer als 200 μA, so wird durch die sich einstellende Spannung das System II der Triode gesperrt, und die Anzeigeempfindlichkeit sinkt.

Bei Ankopplung eines Schwingkreises gleicher Frequenz wird dem Oszillator Energie entzogen, und die Folge ist ein Absinken des Gitterstromes. Besonders bei sehr loser Ankopplung erfolgt ein recht scharfer Dip, d. h., bereits eine geringe Frequenzänderung bringt schon eine relativ große Gitterstromänderung. Die Einstellgenauigkeit steigt bei loser Ankopplung, da die gegenseitige Schwingkreisbeeinflussung klein wird. Der Katodenwiderstand des Fächers wurde bei normalschwingendem Oszillator (ohne angekoppelten Schwingkreis) so eingestellt, daß das Gitter Nullpotential erhält. Bei Absinken der Anodenspannung des Systems II ist das Gleichgewicht gestört, und für die Dauer des Dips erhält die UM 80 eine negative Gitterspannung. Die resultierende Fächerwinkeländerung zeigt die Frequenzgleichheit beider Schwingkreise an. Die Spannungsverhältnisse werden im Bild 2 erläutert.

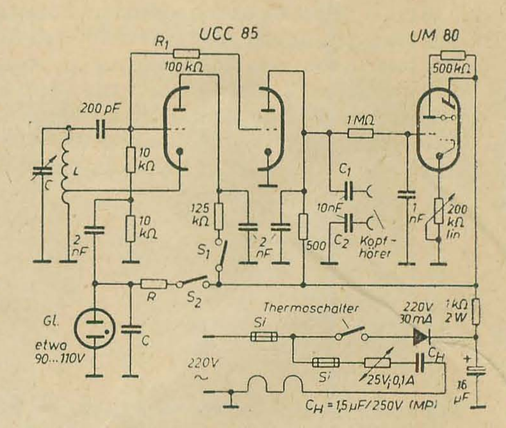


Bild 1: Schaltung des Dipmeters

Verwendung als Prüfgenerator

Bei der Verwendung als modulierter Prüfgenerator wird lediglich mit S_2 der Glimmgenerator hinzugeschaltet, er moduliert die HF am Gitter der Oszillatortriode. Die Auskopplung erfolgt über eine Linkleitung oder eine kleine Kapazität.

Soll ein Einsatz als unmodulierter Prüfsender erfolgen, wird lediglich der Modulator abgeschaltet. Im Bild 1 wurden keine Werte für die Bemessung des Glimmgenerators gegeben. Die Frequenz ist zu sehr von der Betriebsspannung und dem Typ der Glimmlampe abhängig. Die Werte müssen durch Versuche ermittelt werden.

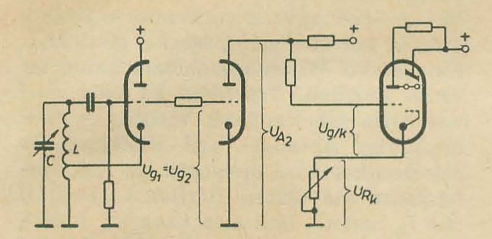


Bild 2: Spannungsverhältnisse (dazu nebenstehende Tabelle)

Spannungsverhältnisse (zu Bild 2)					
Betriebsart	$U_{g_1} = U_{g_2}$ in V	U_{a_2} in V	U_{RK} in V	$U_{g/k}$ in V	Fächerwinkel in ° Ablenkung
Dipmeter ohne Energieverluste	— 4	100	— 100	± 0	5
Dipmeter mit Energieverlusten	— 3	80	— 100	— 20	55
Frequenzmesser ohne Energiezuführung	± 0	20	— 40	— 20	55
Frequenzmesser mit Energiezuführung	— 1	40	— 40	± 0	5

Verwendung als Absorptionsfrequenzmesser

In dieser Stellung des Betriebsartenschalters ist der Oszillator abgeschaltet. Nachdem der Magische Fächer mit Hilfe des Katodenwiderstandes auf volle Öffnung eingestellt wurde, wird die zu untersuchende Frequenz lose auf den Schwingkreis gekoppelt und durch Gitter 1, das mit der Katode eine Diodenstrecke bildet, gleichgerichtet. Im Resonanzfall hat die so entstehende Spannung ein Maximum und demzufolge der Anodenstrom des Systems II ein Minimum. Die steigende Anodenspannung des Systems II setzt die negative Gitterspannung der UM 80 herab und schließt den Fächer. Auch hier gehen die Spannungsverhältnisse aus Bild 2 hervor.

Verwendung als Kontrollempfänger

Die Verwendung als einfacher Kontrollempfänger ergibt sich praktisch aus der Anwendung als Absorptionsfrequenzmesser. Die HF wird an der Diodenstrecke gleichgerichtet und die NF im Triodensystem II verstärkt. Diese verstärkte NF gelangt über die Kondensatoren C_1 und C_2 an die Kopfhörerbuchsen.

Verwendung als Tonfrequenzgenerator

Hier wird zunächst im Triodensystem II eine Verstärkung der durch den Glimmgenerator erzeugten Tonfrequenzen vorgenommen. Die NF wird an den Kopfhörerbuchsen abgenommen. Sollen Morseübungen durchgeführt werden, so werden (für bescheidene Ansprüche) Taste und Hörer in Reihe geschaltet. Bei Betrieb als NF-Generator wird der Oszillator abgeschaltet.

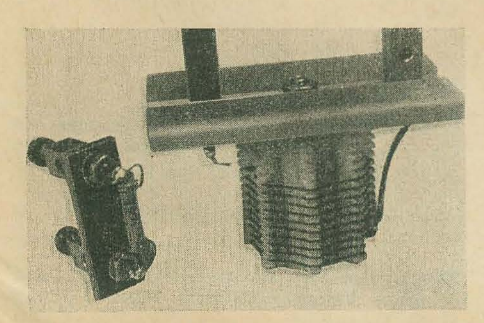


Bild 3: Zusatz für L-Messung

Verwendung als LC-Meßgerät

Durch Aufbau einiger einfacher Zusätze (Bild 3) läßt sich das Dipmeter gut als LC-Meßgerät einsetzen. Erforderlich ist eine Meßspule bekannter Induktivität sowie einige engtolerierte Kondensatoren. Die Meßspule erhielt bei 35 mm Durchmesser zehn Windungen 1,0 CuL. Die Enden dieser Spule werden an geeignete Klemmschrauben geführt, die im Betrieb zum Anschluß der zu messenden Kondensatoren dienen. Nachdem Spule und/Prüfling zu einem Schwingkreis zusammengefügt sind, wird mit dem Dipmeter die Resonanzfrequenz ermittelt. Die Kapazität wird nach (1) berechnet.

$$C_{(pF)} = \frac{25\,330}{f^2_{(MHz)} \cdot L_{(\mu H)}}. \qquad (1)$$

Die Meßspuleninduktivität wird auf einer Meßbrücke gemessen oder mit dem Dipmeter ermittelt. Zu diesem Zweck wird die Spule mit einem bekannten C zusammengeschaltet und nach Ermittlung der Resonanzfrequenz die Induktivität nach (2) berechnet.

$$L_{(\mu H)} = \frac{25\,330}{f^2_{(MHz)} \cdot C_{(pF)}}. \qquad (2)$$

Die verwendete Kapazität soll engtoleriert sein, damit die Spule mit genügender Genauigkeit gemessen werden kann.

Nach (2) erfolgt auch allgemein die Bestimmung von Induktivitäten. Die verwendeten Meßkondensatoren (50 und 250 pF) werden auf kleine Isolierstoffbrettchen montiert. Zum Anschluß der Spulen dienen Klemmschrauben.

Hat man öfter Spulen bzw. Kondensatoren zu messen, so empfiehlt es sich, Eichkurven für Spule und Kondensatoren anzufertigen. Es kann dann nach Bestimmung der Resonanzfrequenz des Kreises der C- bzw. L-Wert unmittelbar abgelesen werden. Um mit der Meßspule Kondensatoren im Bereich von etwa 10 pF bis 10 nF messen zu können, müssen, um in jedem Fall die Resonanzbedingung zu erfüllen, Frequenzen im Bereich von 1,4 MHz bis etwa 16 MHz verwendet werden. Bedingt durch den kleinen Dipmeterdrehko sind für einwandfreie Überlappung innerhalb dieses Bereiches fünf Steckspulen notwendig.

Bestimmung der Eigenkapazität einer Spule

Eine weniger bekannte Anwendung findet das Dipmeter bei der Bestimmung von Eigenkapazitäten und Eigenfrequenzen von Spulen. Zu diesem Zweck wird die zu untersuchende Spule zunächst mit einem bekannten Kondensator C_1 zusammengeschaltet und mit dem Dipmeter die Resonanzfrequenz bestimmt. Nach Entfernen von C_1 wird C_2, ebenfalls bekannt, angeschaltet. Es ergibt sich f_2. Als Kondensatoren C_1 und C_2 werden die sowieso vorhandenen Meßkondensatoren benutzt.

Die Bestimmung von C_E geschieht auf grafische Art. Die Frequenzen werden zunächst in die entsprechenden Wellenlängen umgerechnet und diese quadriert. Wie aus Bild 7 ersichtlich ist, ergeben C_1 und λ^2_1 den Punkt A, C_2 und λ^2_2 den Punkt B. Durch beide Punkte wird eine Gerade gezogen, deren Schnittpunkt mit der C-Achse den Wert der Eigenkapazität ergibt. Der Schnittpunkt mit der λ^2-Achse ergibt das Quadrat der zugehörigen Eigenwelle. Bei Vermeidung der grafischen Lösung ergibt sich C_E aus der Gleichung

$$C_E = \frac{C_2 - C_1\,(\lambda_2/\lambda_1)^2}{(\lambda_2/\lambda_1)^2 - 1}. \qquad (3)$$

Sonstige Anwendungen und Hinweise

Dipmeter sind weiterhin zur Ermittlung von Antennenresonanzen einsetzbar. Im Gegensatz zu geschlossenen Schwingkreisen, die nur auf ihrer Resonanzfrequenz einen „Dip" ergeben, lassen Antennen den Fächer auf allen Harmonischen ausschlagen.

Vergrößert man bei abgeschaltetem Oszillator die Empfindlichkeit des Frequenzmessers durch Ankopplung einer Behelfsantenne, so sind Feldstärkemessungen, zumindest für Vergleichszwecke, möglich. Eine weitere Anwendungsmöglichkeit ist vor allem bei der Abstimmung von Pa-Stufen und Antennen gegeben. Diese Baugruppen werden so getrimmt, daß die Spannung am Schwingkreis (und als Ursache der Spannung die Feldstärke) einen Maximalwert bekommt. Oft sind in Geräten dicht benachbarte Kreise zu messen. Um festzustellen, auf welchen Kreis der Dip zurückzuführen ist, wird der „feuchte Finger" genommen. Bei Berührung des angemessenen Kreises muß am Dipmeter ein deutlicher Ausschlag zu erkennen sein.

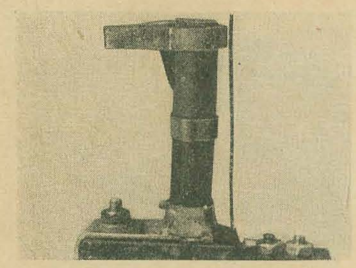


Bild 4: Thermokontakt

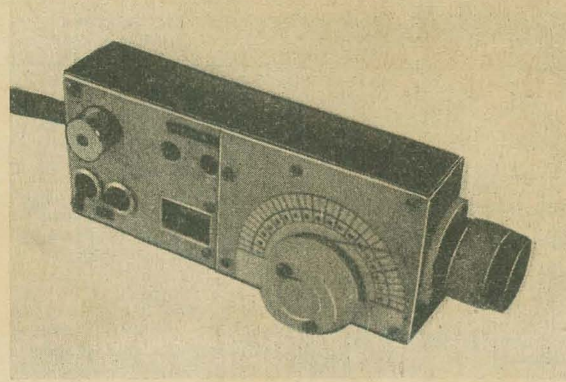


Bild 5: Dipmeter, Gesamtansicht ▶

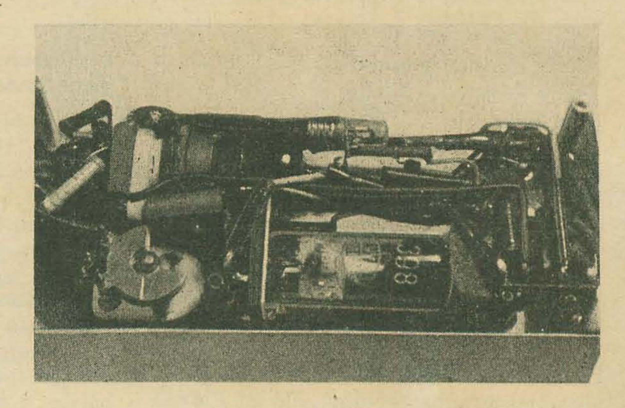


Bild 6: Dipmeter, geöffnet

Mechanischer Aufbau

Auskunft über den mechanischen Aufbau geben die Bilder 5 und 6. Die Größe des Gerätes beträgt 170 × 70 × 35 mm. Dabei ist diese Größe zum Teil deswegen erforderlich, um eine einigermaßen vernünftige Skala zu bekommen. Die UCC 85 wurde mit einer Schelle am Chassis befestigt, Spannungen im Kolben sind durch reichliche Schaumgummizwischenlagen zu vermeiden.

Wie aus Bild 1 ersichtlich ist, wurde für die Anodenspannung eine Abschaltmöglichkeit vorgesehen. Beim Anheizen der Röhren liegt für etwa eine Minute die volle Kaltspannung von 300 V am Gitter der UM 80. Natürlich ist das Gitter nicht für solche Spannungen gebaut, und die Zerstörung der Röhre ist die Folge. Diese Gefährdung der Anzeigeröhre ist der kritische Punkt der ganzen Schaltung und der, im Vergleich zu „normalen" Geräten, einzig feststellbare Nachteil. Aus diesem Grund wurde ein Bimetallschalter im Netzteil eingebaut. Dieser Schalter, der sehr einfach aus einem Heißleiter und einem Bimetallstreifen aufgebaut wurde (Bild 4), schaltet im Netzteil nach etwa drei Minuten den Gleichrichter an das Netz. Durch Verwendung des Heißleiters wird gleichzeitig eine Schonung der Röhren bewirkt, da der Einschaltstromstoß entfällt. Bei der Erwärmung des Bimetallstreifens legt sich dieser an die obere Heißleiterschelle an, die über die Sicherung am Netz liegt. Der Bimetallstreifen ist isoliert aufgebaut und somit Bestandteil des Schalters. Da dieser Schalter eine gewisse Trägheit besitzt, ist nach Ausschalten der Heizspannung darauf zu achten, daß sich der Streifen zunächst wieder abkühlt und der Kontakt sich öffnet. Erst dann darf die Heizspannung erneut eingeschaltet werden. Wird das Gerät im geheizten Zustande abgestellt, ist wichtig, daß dies in einer Lage geschieht, in der die Achsen der Doppeltriode nebeneinander und nicht übereinander liegen.

Die im Schwingkreis verwendeten Spulen wurden auf alte Europasockel gewickelt. Eine exakte Windungszahlberechnung ist kaum möglich. Trotzdem ist eine einwandfreie Überlappung wichtig. — Bei bekannter Anfangs- und Endkapazität des Drehkos wird deswegen die Anfangsfrequenz des ersten Bereiches gewählt. Mit f_A und C_A läßt sich nach (2) L ausrechnen. Die Endfrequenz ergibt sich, indem L und C_E in (4) eingesetzt werden.

$$f_{(MHz)} = \sqrt{\frac{25\,330}{L_{(\mu H)}\ C_{(pF)}}}. \qquad (4)$$

Für die weiteren Bereiche wurde f_A jeweils so gewählt, daß sich eine einwandfreie Überlappung ergibt. Ist ein Bereich geeicht, so können die Induktivitäten für die folgenden Bereiche bereits mit dem Dipmeter bestimmt werden.

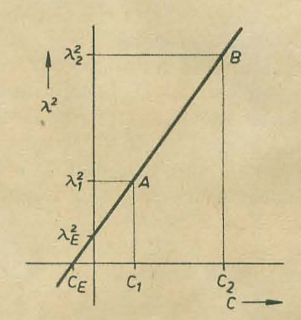


Bild 7: Grafische Bestimmung der Eigenkapazität einer Spule

Eichung

Bei dem gedrängten Aufbau des Gerätes ist eine Frequenzeichung der Skala nicht möglich. Deshalb muß auch hier für jeden Bereich eine Eichkurve vorhanden sein. Am einfachsten läßt sich der Griddipper mit Hilfe eines gezeichneten KW-Empfängers eichen. Bei eingeschaltetem BFO wird der Empfänger auf die Eichfrequenz eingestellt und das Dipmeter langsam durchgedreht. Bei Auftreten des Interferenzpfeifens liegt Frequenzgleichheit vor.

Literatur

Karl-Heinz Schubert: Das Griddipmeter, ein Universalmeßgerät für den Amateur; radio und fernsehen 14 (1956) und 15 (1956)

A. Heine: Der Grid-Dipper; Funktechnik 23 (1951) S. 652 ··· 654

Pitsch: Hilfsbuch für die Funktechnik; Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig